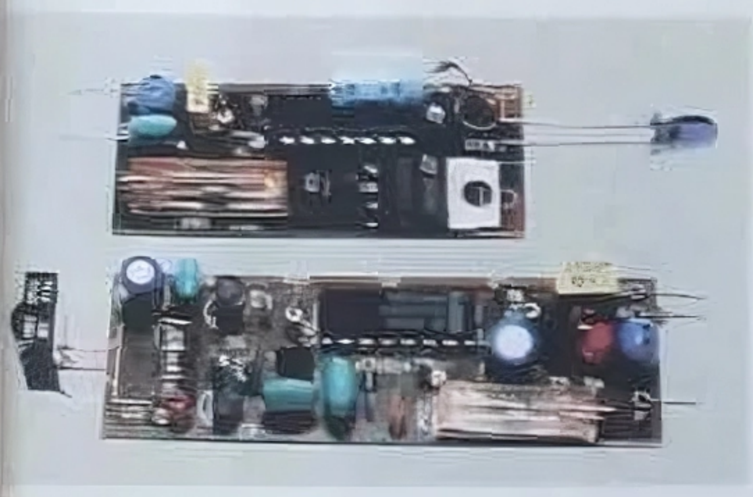
TRANZYSTORY DLA POCZĄTKUJĄCYCH

1/98

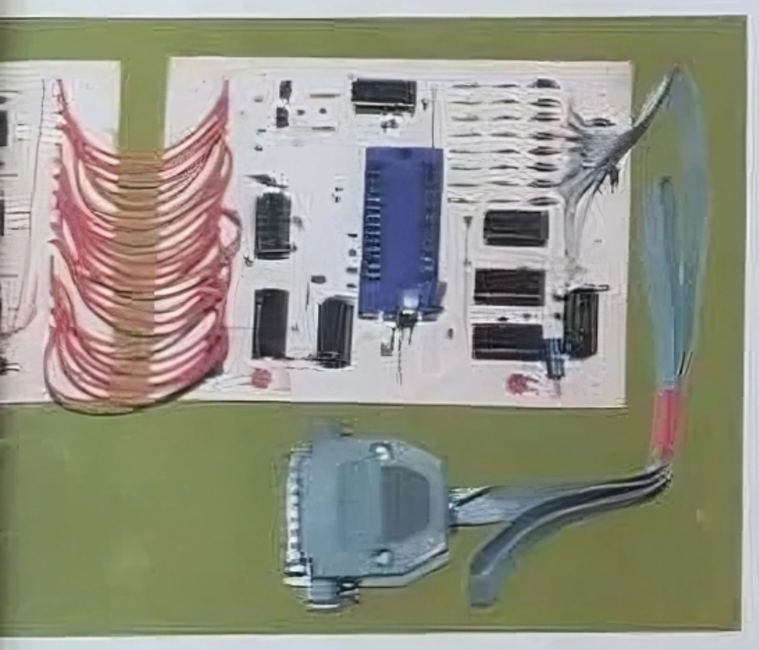
5 zł 40 gr

Styczeń 1998

ELEKTRONIKA dla wszystkich



Tor podczerwieni dalekiego zasięgu

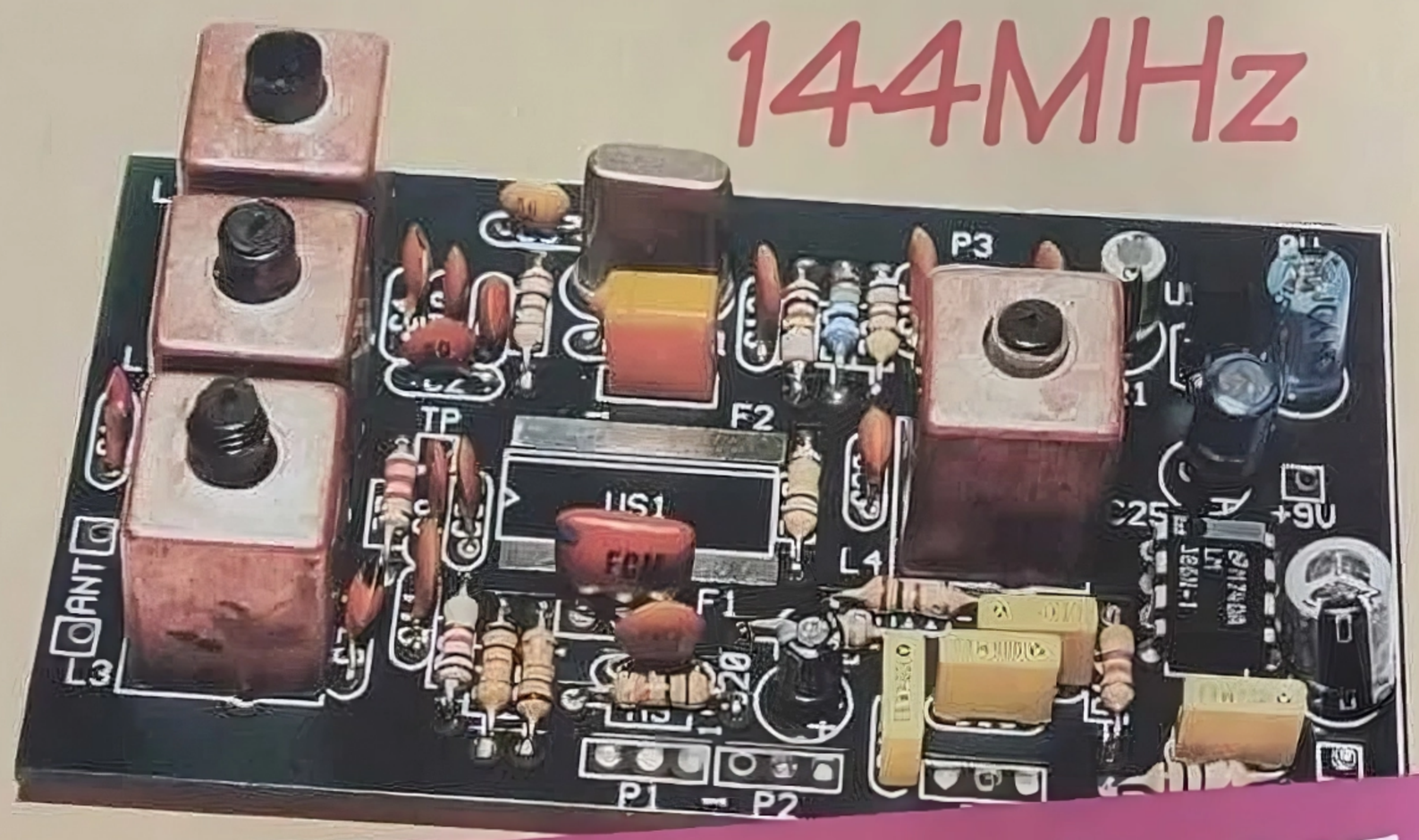


Programator EPROMów

Elektronika łatwa i przyjemna

INDEKS 330 62X ISSN 1425-1698

Odbiornik FM 144MHz



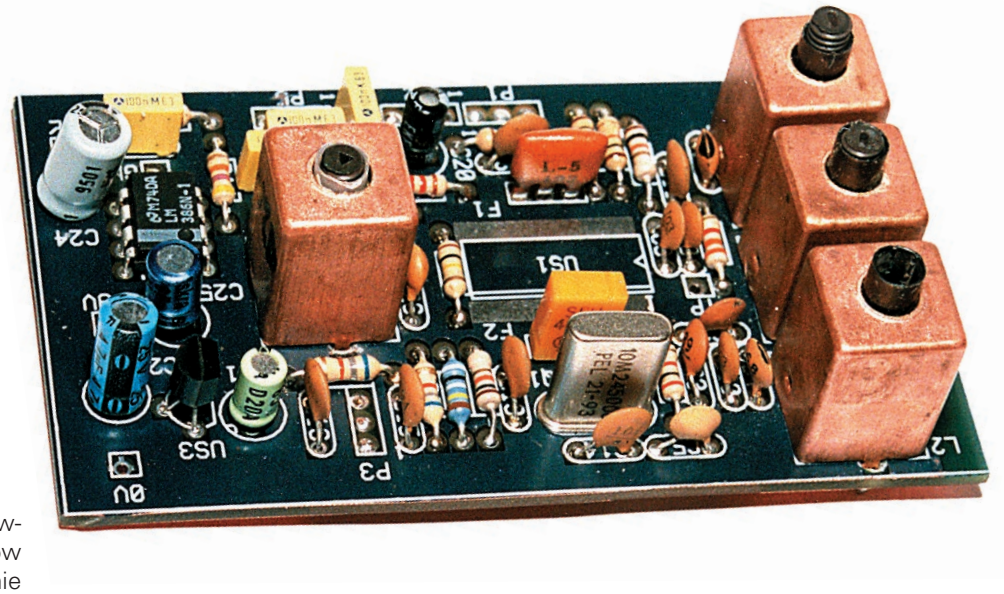
Spis treści roczników 1996, 1997

- Przedwzmacniacz do wskaźnika wysterowania AVT-2241
- Najprostszy miernik częstotliwości
- Uniwersalny zasilacz „wtyczkowy"
- Przełącznik zmierzchowy
- Inteligentny tester kabli

ISSN 1425-1698

9 771425 169979 01 01

Odbiornik nasłuchowy FM/2m



Do czego to służy?

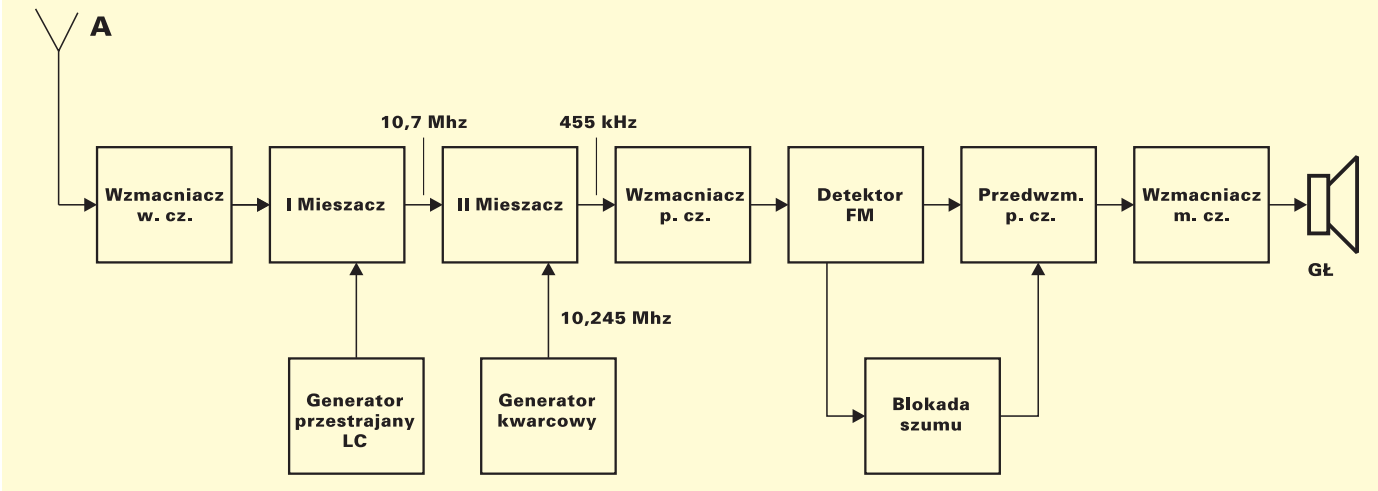
Z docierającej korespondencji jak również analizując ilości sprzedanych kitów AVT sądzić należy, że zainteresowanie wszelkimi odbiornikami nie maleje. W kraju jest spora grupa osób interesująca się nasłuchami w pasmach amatorskich (w przeliczeniu na ilość mieszkańców najwięcej jest w Japonii).

O ile wykonanie odbiornika na pasmo KF a szczególnie na popularną 80 – kę (3,5-3,8MHz) nie nastręcza większych trudności to z pasmem UKF już są większe problemy. Pewnym wyjściem z sytuacji jest wykorzystanie wycofanych z użycia radiotelefonów FM, które po przestrojeniu umożliwiają również odbiór w zakresie pasma 2m, czyli 144-146MHz. Nasłuchów w tym pasmie dokonują także osoby przygotowujące się do zdania egzaminu na licencję krótkofalarską jak i krótkofalowcy dysponujący radiotelefonami FM/2m. Dodatkowy odbiornik nasłuchowy FM/2m przyda się także jako, urządzenie dodatkowe podczas pracy w zawodach czy do kontroli nadawanego własnego sygnału FM. Układ przedstawiony poniżej może być traktowany jako pierwszy klocek większego urządzenia, bowiem na podstawie opisanego układu można dorobić część nadawczą i otrzymać radiotelefon FM/2m np. do lokalnych łączności w pasmie 2m, czy nawet do pracy Packet Radio. Urządzenie może zainteresować szersze grono radioamatorów, których nie stać na drogi skaner szerokopasmowy czy radiotelefon fabryczny bądź nie mających dostępu do złomowanych radiotelefonów np. typu Radmor.

Jak to działa?

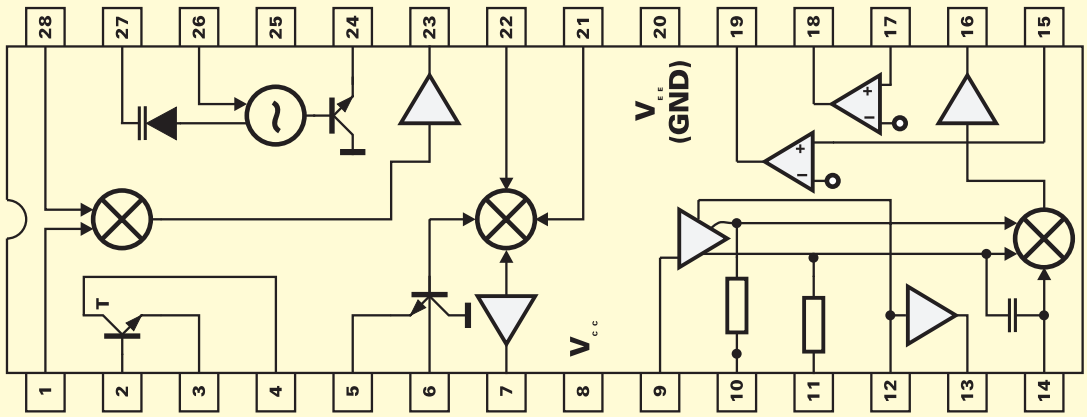
Schemat blokowy typowego odbiornika FM został przedstawiony na rysunku 1.

Ponieważ nowoczesny odbiornik nasłuchowy FM można wykonać już na jednym układzie scalonym autor starał się dobrać taki typ który miałby zagwarantowane dobre parametry oraz byłby dostępny na rynku. Oferta z takimi układami w zasadzie ogranicza się do dwóch typów firmy Motorola: MC3362 oraz MC3363. Na pierwszym z tych układów był już zamieszczony opis wykonania uniwersalnego odbiornika FM w EP5/97. Czy jest więc sens publikować drugi układ o zbliżonej konstrukcji? Oczywiście że tak, i to z dwóch powodów. Po pierwsze układy MC3362 nie są już produkowane (o ile są jeszcze do zdobycia to w ograniczonych ilościach i pewnie nadejdzie moment, że niebawem wzrosną ich ceny) po drugie MC3363 ma we-



Rys. 1. Schemat blokowy odbiornika FM

wnątrz swojej struktury także wzmacniacz w.cz. co znacznie upraszcza konstrukcję (większa jest od razu czułość urządzenia) MC3363 jest jednoukładowym wąskopasmowym odbiornikiem VHF-FM małej mocy. W jego skład wchodzi odbiornik z podwójną przemianą (rysunek 2) zawierający:



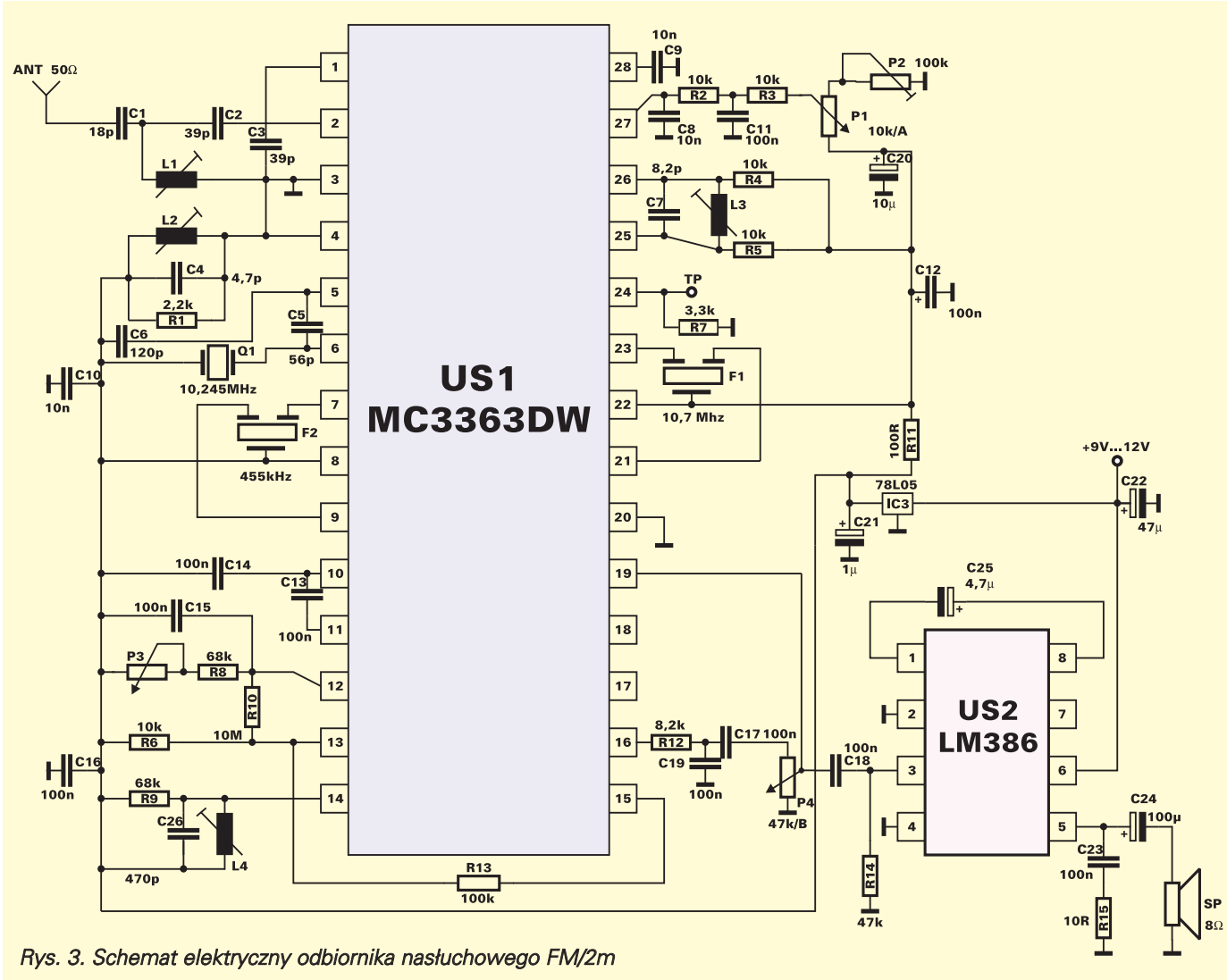
Rys. 2. Schemat blokowy struktury wewnętrznej MC3363 (dostępny tylko w wersji SMD)

– tranzystor wzmacniacza w.cz.
– 2 oscylatory
– 2 mieszacze (mieszacze dla zmniejszenia częstotliwości pasożytniczych są podwójnie zrównoważone)
– wzmacniacz p.cz.
– dyskryminator kwadraturowy
– układ wysterowania miernika/detektora poziomu nośnej
– układ blokady szumu.

Układ MC 3363 ma także bufor wyjściowy pierwszego oscylatora lokalnego do ewentualnej współpracy z układem syntezera częstotliwości, a także komparator selekcji danych dla detektora FSK. Ten ostatni układ może być przydatny właśnie do pracy emisjami cyfrowymi jak Packet Radio, SSTV, RTTY, AMTOR.

A oto właściwości układu MC3363:

– szerokie pasmo częstotliwości wejściowych: do 200MHz z oscylatorem lokalnym (450MHz z oscylatorem zewnętrznym)
– małe napięcie zasilania: 2,0...6,0V
– mały pobór prądu zasilania
– dobra czułość: ok. 0,3μV przy (SINAD 12dB) z wewnętrznym tranzystorem wzmacniacza w.cz.



Rys. 3. Schemat elektryczny odbiornika nasłuchowego FM/2m

– zakres dynamiki poziomu sygnału wejściowego: 60dB
– mała liczba wymaganych podzespołów zewnętrznych

Schemat ideowy układu odbiornika (rysunek 3) został oparty o fabryczną aplikację układu scalonego po dostosowaniu do dostępnych w kraju elementów.

Sygnał wejściowy w.cz. z anteny po przejściu przez filtr górnoprzepustowy C1 L1 C2 jest wzmacniany przez wewnętrzny tranzystor w.cz. z obciążeniem L2 C4/145MHz. Po wzmocnieniu o około 20dB sygnał następnie z obwodu rezonansowego jest podany na pierwszy mieszacz który dokonuje przemiany sygnału wejściowego na I p.cz. 10,7MHz. Pierwszy oscylator lokalny jest zaprojektowany do pracy jako generator sterowany napięciem (VCO) w pętli fazowej syntezera częstotliwości. W naszym przypadku częstotliwość obwodu L3C7 jest zmieniana napięciowo poprzez wewnętrzną diodę pojemnościową za pośrednictwem napięcia podawanego z suwaka potencjometru P1. Potencjometr P2 służy do ograniczenia zakresu częstotliwości odbieranych stacji (przy odbiorze UKF-FM P2 jest zbędny). Przy wyższych częstotliwościach, np. przy pracy w zakresie 70cm, należy podać sygnał zewnętrznego oscylatora na wyprowadzenie 25 lub 26 (ok. 100mVrms). W tym układzie charakterystyka przenoszenia pierwszego mieszacza jest zasadniczo płaska do 450MHz (przy utrzymaniu stałej częstotliwości pośredniej 10,7MHz).

Sygnał pierwszej pośredniej częstotliwości jest filtrowany na zewnątrz w trójkońcówkowym filtrze piezoceramicznym F1 – 10,7MHz i doprowadzony do pierwszego wewnętrznego wzmacniacza p.cz. a następnie podany na drugi mieszacz w którego obwodzie wyjściowym znajduję się drugi filtr F2 decydujący w największym stopniu o selektywności odbiornika.

Drugi oscylator lokalny jest generatorem Colpittsa w układzie wspólnej bazy, stabilizowanej za pośrednictwem rezonatora kwarcowego Q1 o częstotliwości 10,245MHz.

Sygnał drugiej pośredniej częstotliwości 455kHz jest filtrowany przy pomocy ceramicznego filtru pasmowoprzepustowego F2 i doprowadzony do wyprowadzenia 9 wejścia wzmacniacza ograniczającego i układów detektora.

Ten ostatni układ to konwencjonalny detektor kwadraturowy z zewnętrznym obwodem L4-C26. Poziom sygnału wejściowego jest kontrolowany przez układ wysterowania miernika, wykrywający stopień ograniczania przez wzmacniacz ograniczający. Napięcie na wyprowadzeniu wysterowania miernika określa poziom na wyjściu detektora nośnej.

Układ blokady szumu zawiera wzmacniacz operacyjny wyciszania, który właśnie jest przełączany sygnałem wyjściowym detektora nośnej (wyprowadzenie 13). Wewnętrzny komparator (we – 15, wy – 19) został wykorzystany do zwierania sygnału m.cz. z potencjometru siły głosu P4 przy określonej mocy wejściowej.

Blokada szumu przełączana poziomem nośnej jest uruchamiana, gdy sygnał wejściowy w.cz. o określonej częstotliwości spada poniżej zadanego poziomu. Poziom zadziałania tego układu wyznacza rezystor R8 i potencjometr P3 włączone pomiędzy wyprowadzenie 12 i U. Zalecane wartości aplikacyjne mieszczą się pomiędzy 80-130kΩ.

Po potencjometrze siły głosu P4 znajduje się wzmacniacz małej częstotliwości na popularnym układzie scalonym LM386.

Zasilanie odbiornika może stanowić bateria 12V lub lepiej zasilacz stabilizowany 9-12V.

W przypadku wykorzystania odbiornika do demodulacji sygnałów cyfrowych można układ kształtowania danych cyfrowych dołączyć do wyprowadzenia 16 – wyjścia m.cz. i dalej skierować na drugi komparator (we-17, wy-18) przeznaczony do wykrywania przejść przez zero modulacji FSK. Może on wykrywać dane przesyłane z szybkością 2-35 kbitów/s. Najlepszą czułość uzyskuje się, gdy szybkość transmisji danych jest ograniczona do 1200 bodów. Wyjściowy prąd sterowania może być wykorzystany bezpośrednio do sterowania wskaźnika S jak również może być użyte do wprowadzenia automatycznej regulacji wzmocnienia (ARW).

Montaż i uruchomienie

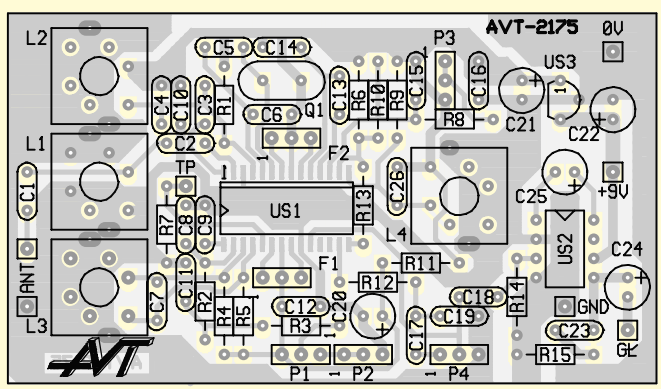
Płytka drukowana odbiornika o wymiarach 65x85mm (wkładka) została zaprojektowana w AVT w taki sposób, że po drugiej stronie (od strony ścieżek) przewidziano montaż układu scalonego UC1 w wykonaniu SMD. Rozmieszczenie elementów na płytce pokazuje rysunek 4. Cewki L1-L4 wchodzące w skład obwodów rezonansowych zostały nawinięte na korpusach plastikowych z rdzeniami ferrytowymi filtrów 12x12. Cewki L1, L2, L3 w rozwiązaniu modelowym (pasmo 2m) zawierały po 4,5 zwoja drutu DNE 0,5 (filtry fabryczne typu K 30). Cewka L4 (indukcyjność około 300µH) zawierała około 200 zwojów drutu DNE 0,1. W tym przypadku można zastosować już gotową cewkę ze starego radioodbiornika z p.cz

Wykaz elementów

Rezystory
R1: 2,2kΩ
R2, R3, R4, R5, R6: 10kΩ
R7: 3,3kΩ
R8, R9: 68kΩ
R10: 10MΩ
R11: 100Ω
R12: 8,2kΩ
R13: 100kΩ
R14: 47kΩ
R15: 10Ω
P1: 10k/A helipod 10 obrotowy
P2: 100k PR
P3: 100k – obrotowy
P4: 47k/B – obrotowy

Kondensatory
C1: 18pF
C2, C3: 39pF
C4: 4,7pF
C5: 56pF
C6: 120pF
C7: 8,2pF
C8, C9, C10: 10nF
C11 - C19, C23: 100nF
C20: 10µF/12V
C21: 1µF/12V
C22: 47µF/12V
C24: 100µF/12V
C25: 4,7µF/12V

Półprzewodniki
US1: MC3363DW
US2: LM386
US3: 78L05
Q1: 10,245MHz
Gł: 8Ohm/05W
F1: SFE 10,7MJ (10,7MHz)
F2: CFU 455 (455kHz)
L1, L2, L3: K-30 (patrz tekst)
L4: W-2D (patrz tekst)



Rys. 4. Schemat montażowy

465kHz (np. filtr W-2D). W każdym razie indukcyjność zastosowanej cewki i współpracujący z nią kondensator C26 powinny tworzyć obwód rezonansowy na częstotliwość 455kHz. Bocznikujący rezystor R24 określający separację szczytów detektora kwadraturowego należy dobrać doświadczalnie. Warto wiedzieć, że im mniejsza wartość tego rezystora to mniejsza dobroć Q, szerszy zakres dewiacji, większa liniowość detektora, ale mniejsza wartość odtworzonego sygnału fonii, a w konsekwencji mniejsza czułość odbiornika.

Zmontowany odbiornik wymaga zestrojenia obwodów LC na żądany zakres odbieranego sygnału w.cz. i wymaga nieco wprawy. W celu kontroli sygnału oscylatora VCO można do punktu TP podłączyć poprzez kondensator rzędu 100pF miernik częstotliwości o zakresie około 200MHz i tak zestroić obwód L3-C7 aby uzyskać sygnał wyjściowy o zakresie częstotliwości 133,3-135,3MHz lub 154,7-156,7MHz (w jednym i drugim przypadku odbiornik będzie odbierał sygnały wejściowe 144-146MHz). Obwód L4-C26 można wstępnie zestroić np. za pośrednictwem TDO co znacznie ułatwi dalszą regulację. Po podłączeniu anteny na zakres 2m i korekcji zestrojenia obwodów z cewkami L1-L4 przy odrobinie szczęścia można już odbierać silniejsze lokalne stacje FM. W miejscowościach gdzie pracują przemienniki FM/2m (wykaz w ŚR5/96) występuje duże prawdopodobieństwo że pod koniec zakresu 2m (144,600 – 144,800MHz) uda się odebrać rozmowy prowadzone przez licencjonowanych krótkofalowców. Normalne rozmowy lokalne można odebrać najczęściej w godzinach wieczornych i w weekendy w zakresie częstotliwości 145,225 – 145,575MHz. Jeżeli w zakresie 144,500-144,750MHz usłyszymy dziwne niezidentyfikowane dla ucha sygnały (bulgotanie, dzwonienie) będzie to świadczyło że mamy do czynienia z emisją cyfrową (np. SSTV, ATV, FAX, RTTY) i ich odbiór jest możliwy za pośrednictwem specjalnej przystawki (modemu) oraz komputera z odpowiednim programem.

Opisany odbiornika można przystosować do pracy na inne interesujące zakresy częstotliwości (po korekcji liczby zwojów cewek L1-L3 oraz współpracujących z nimi kondensatorów. Na przykład chcąc odbierać zakres CB obwody te należy skorygować na zakres pracy w okolicach 27MHz. W tym przypadku kiedy chcemy odbierać tylko jedną ustaloną częstotliwość z zakresu CB można zamiast obwodu L3-C7 wstawić rezonator kwarcowy np na zakres 27,12MHz będzie to rezonator o częstotliwości 16,42MHz. W przypadku odbioru pasm radiofonicznych UKF-FM wystarczy wymienić C7 na 12pF.

W przypadku wykorzystania płytki do współpracy z nadajnikiem należy zastosować podwójny przełącznik np. ISOSTAT (do przełączania obwodu antenowego oraz zasilania). Najlepiej jednak jest zastosować przełącznik elektroniczny lub miniaturowy przekaźnik sterowany z przełącznika PTT.

W najbliższym czasie zostanie przedstawiony opis wykonania nadajnika FM małej mocy do współpracy z wyżej opisanym odbiornikiem.

Andrzej Janeczek

Prosty tor podczerwieni aktywnej dalekiego zasięgu

kit 2178 AVT

Nie słabnie zainteresowanie wszelkiego typu urządzeniami wykorzystującymi promieniowanie podczerwone. W EdW przedstawiliśmy już kilka układów wykorzystujących podczerwień, a listy Czytelników przynaglają nas do przedstawienia kolejnych.

W niniejszym artykule przedstawiono układ toru podczerwieni dalekiego zasięgu, umożliwiający stworzenie bariery o zasięgu 50m i większym. Uwaga! **Tak duży zasięg uzyskano bez jakichkolwiek soczewek czy innych układów optycznych.** Co ciekawe, sumaryczny pobór prądu przez nadajnik i odbiornik wynosi mniej niż 10mA, z czego ponad 90% pobiera nadajnik.

Artykuł pokazuje, w jaki sposób można uzyskać bardzo duży zasięg przy minimalnym poborze prądu. Zawarte w nim wiadomości będą wielką pomocą dla osób chcących samodzielnie zaprojektować podobny układ według własnych potrzeb.

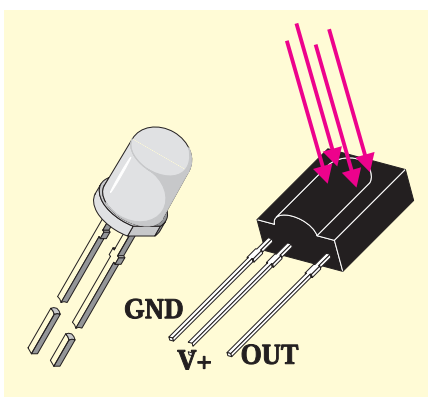
Przedstawiany układ przeznaczony jest głównie do celów eksperymentalnych, ale może także znaleźć praktyczne zastosowania. Każdy, kto interesuje się wykorzystaniem promieniowania podczerwonego, powinien wykonać oraz praktycznie przebadać opisany dalej prosty i tani układ.

Zasada działania

Wykonanie dobrego łącza podczerwieni było niegdyś bardzo trudnym zadaniem. Aby uzyskać duży zasięg, trzeba było stosować soczewki. Oczywiście regulacja zestawu składającego się z nadajnika, odbiornika i współpracujących z nimi dwóch soczewek była bardzo trudna lub wręcz niemożliwa do wykonania, ze względu na niewidzialne promieniowanie.

Obecnie wykonanie łącza, czy też bariery podczerwieni aktywnej o zasięgu 20...30m bez jakichkolwiek soczewek nie stanowi żadnego problemu. Przy odrobinie staranności można uzyskać zasięg znacznie przekraczający 50m. Wszystko to jest możliwe dzięki zastosowaniu i pełnym wykorzystaniu parametrów nowoczesnych podzespołów.

W opisywanym układzie zastosowano dobrze znany scalony odbiornik podczerwieni TFMS5360 oraz wysokosprawną diodę podczerwoną o wąskim kącie świecenia. Ich właściwe wykorzystanie umożliwia osiągnięcie wręcz rewelacyjnych parametrów łącza. Jednocześnie każda niedoróbka mści się dotkliwie i znacznie zmniejsza zasięg. Ponieważ chodzi o „wyduszenie" ze wspomnianych podzespołów wszystkich ich możliwości, konieczne jest zapoznanie się z głównymi parametrami. Bez ich zrozumienia nie można zaprojektować (i prawdopodobnie wykonać) dobrego łącza podczerwieni.



Kluczem do sukcesu są parametry zarówno nadajnika, jak i odbiornika.

W przypadku diody nadawczej podstawowe znaczenie mają dwie sprawy:
- kąt świecenia diody
- maksymalny dopuszczalny prąd impulsowy.

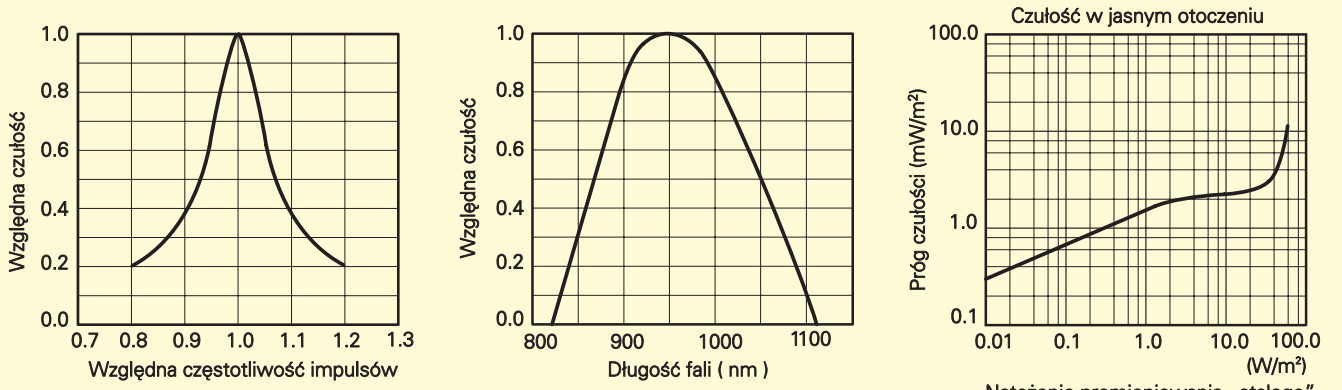
W przypadku odbiornika podstawowe znaczenie ma częstotliwość impulsów oraz długość fali świetlnej.

W **tabeli 1** podano podstawowe parametry diod nadawczych TSIP5201

Tabela 1

Podstawowe parametry diod TSIP520X:

Dopuszczalne napięcie wsteczne:	7 V
Prąd przewodzenia:	150 mA
Szczytowy prąd przewodzenia (tp /T=0,5, tp =100µs):	300 mA
Niepowtarzalny prąd przewodzenia (tp =100µs):	3 A
Moc strat:	210 mW
Maksymalna temperatura złącza:	100°C
Rezystancja termiczna Rthja:	350 K/W
Kąt świecenia:	±17 stopni
Długość fali promieniowania:	925 nm
Czas włączania i wyłączania:	500...800 ns
Natężenie promieniowania (IF =100mA, tp =20ms):	
TSIP5200:	40 mW/sr
TSIP5201:	50 mW/sr



Rys. 1. Charakterystyki diod nadawczych TSIP520X

i TSIP5202 firmy Telefunken (koncern Te-1mic).

Na **rysunku 1** pokazano kluczowe charakterystyki tych diod. Rysunek 1a pokazuje charakterystykę promieniowania. Jak widać, światło emitowane jest w postaci stosunkowo wąskiego stożka. Dzięki zmniejszeniu kąta stożka promieniowania uzyskuje się kilku-, a nawet kilkunastokrotne zwiększenie natężenia promieniowania w porównaniu z „klasycznymi" diodami, o kącie świecenia ±25...±40 .

Bardzo ważne informacje zawiera rysunek 1b. Pokazuje on, że przy zastosowaniu impulsowej pracy diody, możliwa jest praca przy prądach znacznie większych niż nominalny prąd przewodzenia (który zwykle wynosi 100...150mA). Przykładowo przy współczynniku wypełnienia tp/T = 0,01 i czasie impulsu 0,1 milisekundy, wartość prądu podczas impulsu może wynieść 2A! W prezentowanym układzie współczynnik wypełnienia jest jeszcze mniejszy, a czas impulsu – krótszy, można więc pracować przy prądzie o wartości 3A! Nikomu chyba nie trzeba tłumaczyć, że ze wzrostem prądu rośnie także natężenie promieniowania, a tym samym zasięg łącza. Przykładowo w katalogach zazwyczaj podaje się natężenie przy prądzie 100mA. Omawiane diody przy prądzie przewodzenia równym 1.5A i czasie impulsu równym 100µs zapewniają natężenie promieniowania:

TSIP5200: 240...520 mW/sr
TSIP5201: 360...650 mW/sr

Rysunek 1c pokazuje zależność napięcia i prądu przewodzenia – jak widać, przy prądzie 3A spadek napięcia na diodzie wyniesie około 2,5V. Jest to potrzebne do oszacowania wartości rezystora szeregowego ograniczającego prąd diody.

Rysunek 1 pokazuje charakterystyki diod TSIP520X. W ofercie firmy Telefunken (Temic) można znaleźć kilka innych diod o zbliżonych parametrach, które również można stosować w opisywanym urządzeniu:

TSUS5200 (przy 100mA)	15°	20mW/sr
TSUS5201	15°	20mW/sr
TSUS5202	15°	20mW/sr
TSIL5200	10	60mW/sr

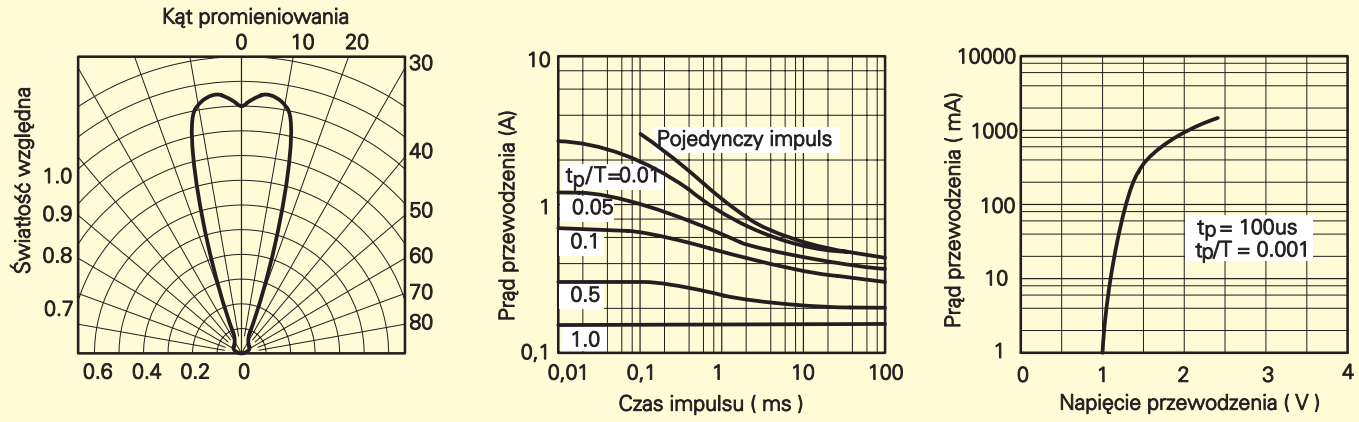
W **tabeli 2** podano kluczowe parametry kilku diod produkowanych przez firmę Siemens.

Również tu najważniejszym parametrem jest natężenie promieniowania, wyrażone w miliwatach na steradian (mW/sr). Warto zauważyć, że duże natężenie promieniowania uzyskuje się tylko przy małych kątach świecenia – cała moc skoncentrowana jest wówczas w małym stożku promieniowania. Dla porównania w tabeli zamieszczono dane popularnej diody LD271, która ma znacznie większy kąt rozsyłu światła (±25), a tym samym małe natężenie (tylko 10mW/sr).Jak widać z przedstawionych danych, zasięg łącza podczerwieni będzie zależeć głównie od kąta promieniowania diody (oraz szczytowej wartości prądu). Aby uzyskać zasięg kilkudziesięciu metrów, w opisywanym układzie koniecznie trzeba zastosować diodę o jak najwęższym kącie – jak widać z tabel, nadaje się tutaj wiele typów diod. W żadnym przypadku nie nadają się tu jednak popularne diody od pilotów zdalnego sterowania, ponieważ z reguły mają one szeroki kąt świecenia. Przy zastosowaniu takiej „zwykłej diody od pilota nie ma co liczyć na uzyskanie zasięgu rzędu 50m.

Drugim kluczowym czynnikiem jest zastosowanie dobrego odbiornika. Aby maksymalnie uprościć konstrukcję zastosowano typowy scalony odbiornik podczerwieni TFMS5360. Czytelnicy EdW sporo już o tym układzie wiedzą. Układ TFMS5360 zawiera w sobie fotodiodę, wzmacniacz, filtr i inne obwody, dzięki którym nie reaguje na przypadkowe sygnały podczerwieni, a tylko na przebiegi o określonej częstotliwości. Dwie środkowe cyfry oznaczenia podają tę częstotliwość (w kilohercach) – układ TFMS5360 reaguje jedynie na impulsy promieniowania podczerwonego o częstotliwości powtarzania 36kHz. **Rysunek 2a** pokazuje,

Tabela 2

Typ	Kąt [°]	mW/sr	µs	nm	Obudowa
LD271L	25	10,00	1,0	950	5-mm-LED
LD274	10	50,00	1,0	950	5-mm-LED
LD274-2	10	50,00	1,0	950	5-mm-LED
LD274-3	10	80,00	1,0	950	5-mm-LED
SFH400	6	20,00	1,0	950	TO-18
SFH400-2	6	20,00	1,0	950	TO-18
SFH400-3	6	32,00	1,0	950	TO-18
SFH400-4	6	50,00	1,0	950	TO-18
SFH401	15	16,00	1,0	950	TO-18
SFH401-3	15	16,00	1,0	950	TO-18
SFH401-4	15	25,00	1,0	950	TO-18
SFH415	17	16,00	0,5	950	5-mm-LED
SFH415-T	17	25,00	0,5	950	5-mm-LED
SFH415-U	17	40,00	0,5	950	5-mm-LED
SFH416-R	28	10,00	0,5	950	5-mm-LED
SFH480-2	6	40,00	0,6	880	TO-18
SFH480-3	6	63,00	0,6	880	TO-18
SFH481	15		""	880	TO-18
SFH481-1	15	10,00	0,6	880	TO-18
SFH481-2	15	16,00	0,6	880	TO-18
SFH481-3	15	25,00	0,6	880	TO-18
SFH484	8	50,00	0,6	880	5-mm-LED
SFH484-1	8	50,00	0,6	880	5-mm-LED



Rys. 2. Charakterystyki odbiornika TFMS5360

że już niewielkie odchyłki od częstotliwości nominalnej radykalnie zmniejszają czułość. Jak wynika z rysunku 2a już odchyłka o 10% od częstotliwości środkowej daje ponad dwukrotne zmniejszenie czułości. Do tego dochodzi jeszcze nieunikniona tolerancja związana z rozrzutami produkcyjnymi – należy liczyć się z odchyłkami częstotliwości środkowej rzędu do 5%. Biorąc to pod uwagę, należy zapewnić właściwą, stabilną częstotliwość impulsów wysyłanych z nadajnika. O czułości i stabilności parametrów decydować więc będzie stabilność częstotliwości generatora impulsów 36kHz w nadajniku.

Drugą sprawą, którą należy wziąć pod uwagę jest długość fali promieniowania. Niektóre diody (np. LD274) promieniują światło podczerwone o długości fali 950nm, czyli dokładnie w zakresie największej czułości odbiornika. Opisywane diody TSIP520X wytwarzają promieniowanie o długości fali 925nm. Jak widać z **rysunku 2b** niewiele zmniejsza to czułość odbiornika – tylko o około 5%. Ale już zastosowanie diod nadawczych wytwarzających promieniowanie o długości 870nm (np. TSHA520X) dałoby zmniejszenie czułości odbiornika o około 50%. Przykładowo dioda TSHA5203 ma natężenie promieniowania 65mW/sr. Ale wskutek innej długości fali czułość odbiornika jest mniejsza i sytuacja jest taka, jak przy zastosowaniu diody nadawczej o długości fali 950nm i natężeniu 32,5mW/sr.

Wymienione wcześniej diody nadawcze mają długość fali promieniowania przypadającą w zakresie największej czułości.

Istotnym parametrem odbiornika jest niewrażliwość na sygnały zakłócające, zwłaszcza na stałe promieniowanie tła. Odbiorniki TFMS wyposażone są w czarny filtr, przepuszczający tylko promieniowanie podczerwone, a nie przepuszczający światła widzialnego. Ale w grę wchodzi jeszcze stałe promieniowanie podczerwone. Może ono pochodzić ze słońca, z żarówek, czy podobnych źródeł. Impulsy promieniowania o częstotliwości 36kHz są więc prawie zawsze nałożone na stałe promieniowanie tła. **Rysunek 2c** pokazuje, jak zmienia się czułość na impulsy w zależności od tego stałego promieniowania tła. Jak widać czułość znacznie się zmniejsza przy wzroście tego stałego promieniowania. Na rysunku 2 nie pokazano charakterystyki czułości kątowej (przestrzennej) odbiornika. Wystarczy wiedzieć, że odbiornik „patrzy" bardzo szeroko, mniej więcej ±55 od osi (obszar największej czułości zaznaczony jest fioletowymi strzałkami na rysunku wstępnym).

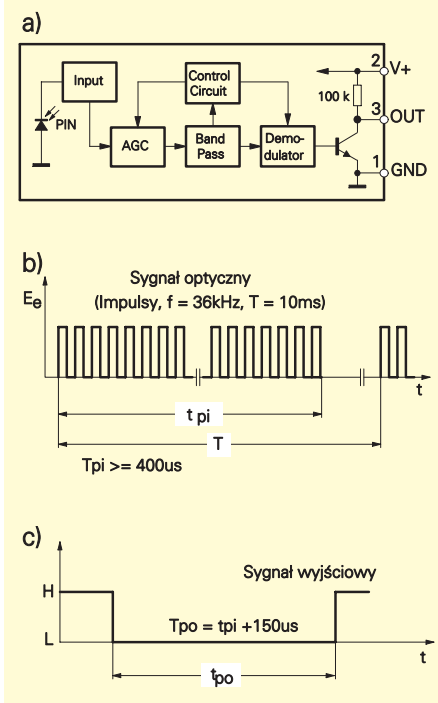
Jeśli tak, to aby zapobiec utracie czułości pod wpływem „obcego" promieniowania podczerwonego (słońca, lamp), należy ograniczyć kąt widzenia odbiornika. Odbiornik powinien „widzieć" nadajnik, a poza tym... jak najmniej. W najprostszym przypadku do ograniczenia pola widzenia wystarczy rurka o niewielkiej średnicy i odpowiedniej długości.

Czytelnik uzbrojony w powyższe dane mógłby już próbować budować układ nadajnika i odbiornika. Ale konieczne są dalsze informacje.

Wyjaśnienia wymaga sprawa impulsów. Spora rzesza elektroników już się na to nacięła. Wydaje im się, że już wszystko wiedzą o odbiornikach TFMS5XX0. Tymczasem tych, którzy tylko pobieżnie przejrzeli informacje katalogowe czeka przykra niespodzianka. Pierwszy rzut oka na blokowy schemat wewnętrzny (**rysunek 3a**) sugeruje, że po pojawieniu się impulsów promieniowania o właściwej częstotliwości (36kHz), na wyjściu powinien na stałe pojawić się stan niski. Tak jednak nie jest. Układy rodziny TFMS przeznaczone są do odbioru sygnałów z pilotów zdalnego sterowania, a takie sygnały nie są ciągłe – są to „paczki impulsów". Aby odbiornik prawidłowo działał, taka paczka impulsów musi być przedzielona przerwą. Ilustruje to **rysunek 3b**.

„Paczka" zawierająca przynajmniej kilkanaście impulsów ma czas trwania tpi. Według zaleceń producenta czas tpi nie powinien być krótszy niż 400µs. Biorąc pod uwagę, że impulsy o częstotliwości 36kHz mają okres równy 27,7µs, w każdej paczce nie powinno być mniej niż 15 impulsów. Jeśli będzie ich mniej, to układ może nieprawidłowo reagować na pobudzenie. A jeśli będzie ich więcej? To akurat nic nie przeszkadza, pod warunkiem, że czas trwania paczki impulsów tpi jest krótszy od czasu przerwy. Ściślej biorąc, dla prawidłowej pracy odbiornika czas powtarzania, oznaczony na rysunku 3b literą T, powinien być przynajmniej 2,5 raza dłuższy niż czas tpi.

W praktyce czas przerwy może być, i często jest, bardzo długi. Na rysunku 3b zaznaczono, że czas tpi może być krótszy niż 1ms (np. 400µs), natomiast czas po-



Rys. 3. Schemat blokowy i przebiegi odbiornika TFMS5360

wtarzania paczek impulsów może być wielokrotnie większy – na przykład 10ms. Nic nie stoi na przeszkodzie, aby czas powtarzania paczek był jeszcze dłuższy.

Rysunek 3c pokazuje sygnał na wyjściu odbiornika – jak widać, impuls wyjściowy jest równy czasowi trwania paczki z dokładnością do 150µs (byleby tylko czas tpi nie był krótszy niż 400µs).

Do omówienia pozostał jeszcze rysunek 4 przedstawiający typowe warunki pracy odbiornika. Diody nadawcze w pilocie wysyłają szereg paczek impulsów o czasie trwania i czasie przerwy rzędu 600µs. Dla częstotliwości 36kHz, każda paczka składa się z 30 impulsów.

W praktyce czas trwania „paczki" i przerwy między paczkami nie jest równy 600µs – różnice długości niosą zakodowaną informację cyfrową.

Po nadaniu grupy paczek w czasie mniejszym niż 10ms, następuje dłuższa przerwa i następna grupa paczek zostanie nadana dopiero po 60ms (o ile klawisz w pilocie jest ciągle naciśnięty).

Tak mniej więcej pracuje pilot, a na wyjściu odbiornika TFMS występuje przebieg podobny, jak pokazano na dole rysunku 4. Czasy Ton i Toff odpowiadają czasowi trwania paczki impulsów oraz przerwy między paczkami.

Tak pracuje typowy system zdalnego sterowania z pilotem.

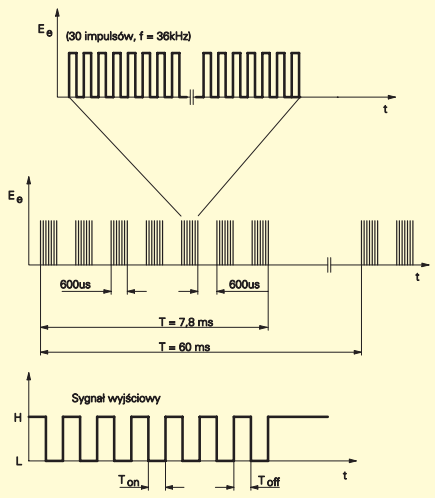
Natomiast opisywany tor podczerwieni pracuje w trochę innym rytmie. Tu również nadajnik wysyła paczki impulsów zawierające około 18 impulsów o częstotliwości 36kHz (co daje czas trwania paczki równą 500µs). Tym razem czas powtarzania paczek jest dużo, dużo większy niż czas trwania paczki i wynosi około 100ms. Na wyjściu odbiornika TFMS pojawi się więc ciąg ujemnych impulsów o czasie trwania około 0,5ms i czasie powtarzania około 100ms. Przebiegi w układzie prezentowanego toru aktywnej podczerwieni pokazuje rysunek 5.

Dzięki tak małemu współczynnikowi wypełnienia można radykalnie zmniejszyć średni pobór prądu, nie tracąc przy tym wcale zasięgu. Przykładowo, jeśli nawet impulsy prądu diody nadawczej LED miałyby natężenie 3A, to przy podanych czasach, na każde 100ms, dioda będzie świecić tylko przez 250µs. Daje to stosunek czasów 0,25 / 100 = 0,0025. Prąd pobierany przez diodę nadawczą wyniesie więc 3A x 0,0025 = 0,0075A = 7,5mA!

Tylko 7,5mA bez jakiejkolwiek straty czułości! Wynik wręcz rewelacyjny!

Skąd jednak te 100ms? Dlaczego nie przedłużyć czasu powtarzania do 1 sekundy, zmniejszając tym samym pobór prądu do wartości mniejszej niż 1mA?

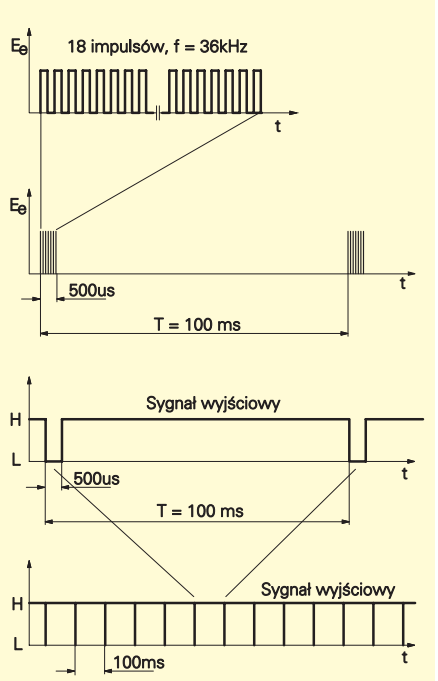
Otóż te 100ms wzięło się to z prostego rozumowania. Jeśli przykładowo tor



Rys. 4. Typowe przebiegi w systemie zdalnego sterowania

miałby służyć jak bariera w systemie alarmowym, to częstotliwość powtarzania paczek powinna być tak dobrana, by nawet szybko idący człowiek przeciął ją na czas w którym pojawi się przynajmniej dwie paczki. Te dwie paczki nie zostaną odebrane przez odbiornik i zostanie wywołany alarm. Jeśli czas miedzy kolejnymi paczkami byłby zbyt długi, wtedy przechodzący człowiek po prostu nie zostałby zauważony – najprawdopodobniej przeszedłby w przerwie między paczkami.

Wartość 100ms wydaje się tu wystarczająca – oczywiście w przypadku stosowania urządzenia w systemie alarmowym częstotliwość powtarzania paczek można zwiększyć z podanych 10Hz (100ms) do na przykład 25Hz (40ms).



Rys. 5. Przebiegi czasowe w opisywanym układzie

Przy pracy układu w systemie alarmowym powstają jednak dwa poważne problemy:

– kwestia fałszywych alarmów
– problem „oszukiwania" systemu za pomocą obcego nadajnika.

Łatwo sobie wyobrazić sytuację, w której przelatująca mucha trafiła właśnie na moment wysyłania paczki impulsów (tylko 0,5ms), i zasłaniając wiązkę spowodowała alarm. Aby uniknąć mnóstwa fałszywych alarmów (ale niestety nie wszystkich, bo rzeczona złośliwa mucha może np. zechcieć spacerować po powierzchni diody nadawczej) trzeba wprowadzić obwód, który wywoływałby alarm dopiero przy braku nie jednego, lecz dwóch impulsów (lub jeszcze większej ich liczby). Tu nie można przesadzić – ewentualnie trzeba też zwiększać częstotliwość nadawania paczek impulsów, bo zbyt duże opóźnienie uniemożliwiłoby wykrycie szybko idącego człowieka.

Łatwo też sobie wyobrazić sytuację, w której przemyślny włamywacz unieszkodliwi tor podczerwieni, świecąc za pomocą dowolnego pilota w odbiornik. Jeśli układ miałby kiedykolwiek pracować w systemie alarmowym, powinien zawierać obwody, które chroniłyby przed takim sabotażem i wywoływały alarm w przypadku wykrycia „obcej" sekwencji paczek impulsów. Sposobów realizacji obu wyżej podanych postulatów jest mnóstwo. W prezentowanym układzie zrealizowano je w bardzo prosty sposób.

Opis układu

Schemat ideowy nadajnika i odbiornika pokazany jest na rysunku 6. Stali Czytelnicy EdW zapewne ze zdziwieniem rozpoznali schemat, który przed ponad rokiem pojawił się przy okazji nauki projektowania płytek przy pomocy programu Easytrax. W samej rzeczy! Jest to rzeczywiście tamten układ, tylko nieco zmodyfikowany.

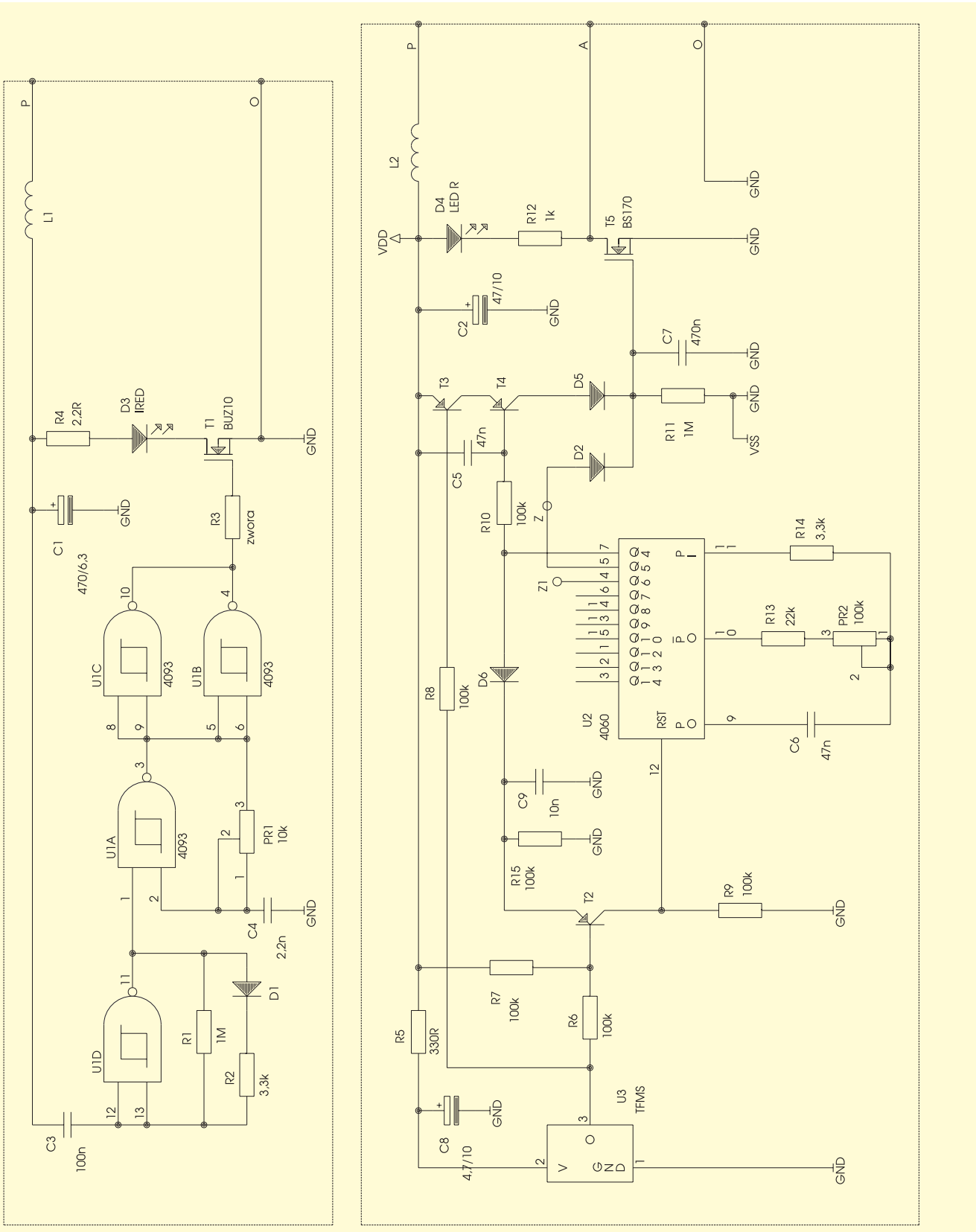
Tu maleńka dygresja: wszystkim zgłębiającym tajniki programów do rysowania schematów i projektowania płytek można zwrócić uwagę, że wcześniej podany schemat nie zawierał dławików – ich obecność na schemacie mogłaby spowodować zamieszanie w przypadku automatycznego generowania tzw. netlisty – chodzi o to, że z programy do rysowania schematów z założenia łączą nóżki zasilania układów scalonych do szyn oznaczanych VDD i VSS (kostki CMOS) oraz VCC i GND (kostki TTL). Jeśli nóżki plusa zasilania kostek nadajnika i odbiornika zostałyby połączone, to ominięte zostałyby dławiki. Później projekt druku zawierałby błędne połączenie dławików, a program do sprawdzania zgodności płytki z netlis-

tą (Design Rule Check – DRC) nie wykryłby tego błędu.

Tyle dygresji.

Teraz prześledźmy działanie układu z rysunku 6. Generatorem impulsów o częstotliwości 36kHz w nadajniku jest bramka U1A z elementami PR1, C4. Kondensator C3 z rezystorem R1 wyznacza częstotliwość powtarzania paczek impulsów (około 100ms). Natomiast rezystor R2 i pojemność C3 wyznaczają czas trwania jednej paczki impulsów. Dołączenie kondensatora C3 do plusa zasilania nie jest konieczne – tak po prostu łatwiej było zaprojektować druk.

W czasie trwania paczki impulsów dioda IRED (infrared – podczerwona) błyska około18 razy z częstotliwością 36kHz. Kondensator C1 o znacznej pojemności stanowi magazyn energii na czas trwania



Rys. 6. Schemat ideowy

paczki impulsów. Rezystor R4 o bardzo małej wartości pozwala w czasie trwania impulsu na przepływ prądu o dużej wartości (przy napięciu zasilania 9V około 3A). Właśnie ze względu na tak dużą wartość prądu zastosowano tranzystor mocy MOSFET. Małe MOSFETy takie jak BS107 czy BS170 maja rezystancję w stanie otwarcia rzędu kilku omów lub więcej i nie nadają się do tego zastosowania. W obwodzie bramki tranzystora T1 przewidziano rezystor R3. Przy wykorzystaniu tranzystora MOSFET jest on zastąpiony zworą, ale w roli T1 może też pracować „darlington" npn większej mocy i wtedy rezystor będzie potrzebny do ograniczenia prądu bazy. W przypadku stosowania „darlingtona" należy się upewnić, czy jest on dostatecznie szybki. Dużą ostrożność trzeba wykazać przy próbie zastosowania w roli T1 zwykłego tranzystora npn. Przy jego niewielkim wzmocnieniu może się okazać, że bramki U1C i U1D nie są w stanie dostarczyć odpowiedniego prądu bazy. W każdym przypadku stosowania tranzystorów innych niż MOSFET, należy sprawdzić oscyloskopem przebieg na kolektorze tranzystora (na katodzie diody D3).

Przy tak dużych impulsach prądu konieczne są obwody filtrujące – dławiki L1 i L2 oraz kondensatory C1 i C2. Czułość układu odbiorczego jest bardzo duża i bez dławików niemożliwe byłoby zasilanie nadajnika i odbiornika z tego samego źródła, bo impulsy przechodzące z nadajnika do odbiornika przez linie zasilania zakłócałyby pracę układu U3.

Układ odbiornika wygląda dość zawile. Jego działanie nie jest jednak trudne do zrozumienia.

Pomocą w analizie będą **rysunki 7** oraz **8**.

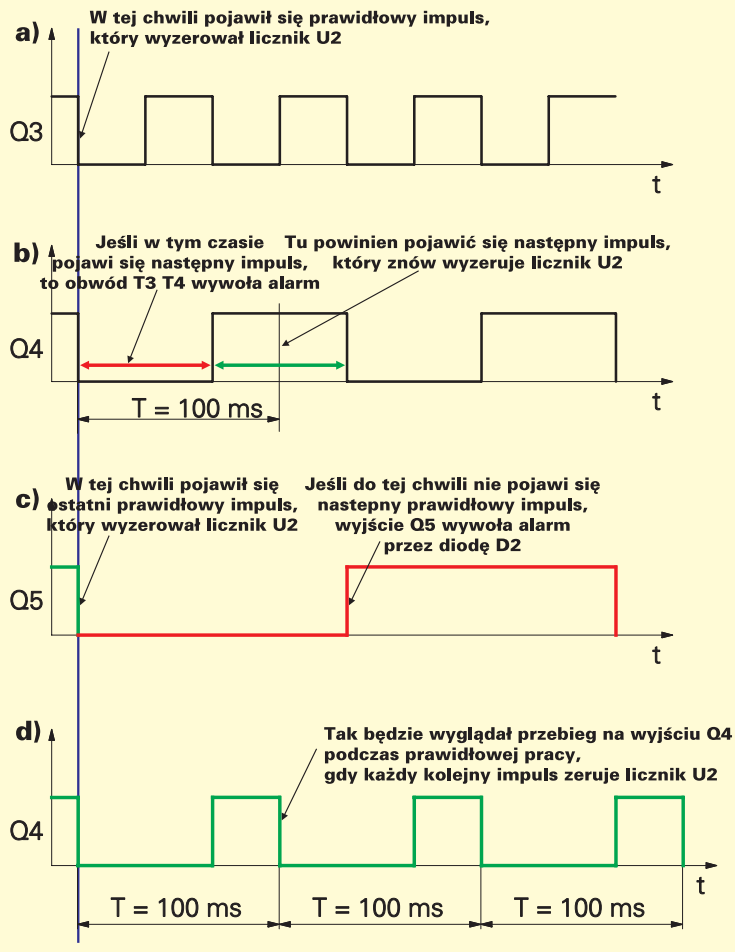
Przede wszystkim trzeba wiedzieć, że w prawidłowo działającym torze, każda odebrana paczka impulsów wytwarza na wyjściu kostki TFMS krótki impuls ujemny (0,5ms), który z kolei powoduje wyzerowanie licznika U1 (CMOS 4060). Od tej chwili określenie „impuls" będzie oznaczać ten właśnie impuls elektryczny o długości 0,5ms, który pojawia się na wyjściu odbiornika U3 (TFMS5360) po odebraniu paczki impulsów świetlnych.

Po każdym takim impulsie licznik U2 zaczyna swą pracę od nowa. Na rysunku 7 pokazano niektóre przebiegi na jego wyjściach. Bardzo ważną rolę pełni sygnał z wyjścia Q4 (nóżka 7 układu U2) – przebieg z rysunku 7b.

Na rysunku 7 pokazano, że licznik U2 rozpoczął cykl pracy po kolejnym impulsie zerującym. Moment przyjścia tego impulsu zerującego zaznaczono pionową niebieską linią. Przebieg na wyjściu Q4 decyduje, co stanie się po przyjściu następnego impulsu. Jeśli następny impuls z odbiornika TFMS pojawi się w czasie, gdy na wyjściu Q4 wystąpi stan wysoki (zaznaczono to zielonym kolorem na przebiegu 7b), wtedy licznik zostanie prawidłowo wyzerowany i cykl pracy rozpocznie się od nowa. Zerowanie licznika umożliwi podanie stanu wysokiego przez diodę D6 na kondensator C9 – dopiero wtedy tranzystor T2 będzie mógł pewnie wyzerować kostkę przez jej wejście RST (nóżka 12). Obwód D6, R15 i C9 jest potrzebny do przedłużenia czasu trwania stanu wysokiego z wyjścia Q4. Należy pamiętać, że w chwili zerowania, na wyjściu Q4 pojawia się stan niski. Bez obwodu D6, R15 i C9 impuls zerujący na wejściu RST byłby więc bardzo krótki (kilkadziesiąt nanosekund), co w pewnych warunkach uniemożliwiłoby pełne zerowanie wszystkich stopni licznika. Wspomniany obwód pozwala przedłużyć impuls zerujący kostkę U2 i pewnie ją wyzerować.

Wskutek tego ustawicznego zerowania, w czasie normalnej pracy, przebieg na wyjściu Q4 będzie wyglądał jak na dolnym rysunku – 7d, gdzie zaznaczono go kolorem zielonym. W tym miejscu należy zauważyć, że w czasie normalnej pracy, przebieg na wyjściu Q4 będzie miał wypełnienie różne od 50%. Częstotliwość oscylatora kostki U2 należy ustawić za pomocą potencjometru PR2 w ten sposób, by w czasie normalnej pracy dodatnie impulsy występujące na wyjściu Q4 były dwukrotnie krótsze od czasu przerwy. Jak wynika z rysunku 7b, czas przerwy na wyjściu Q4 powinien trwać 66,6ms, co zostanie spełnione, jeśli okres drgań oscylatora będzie ustawiony za pomocą PR2 na 133,2ms / 16 = 8,325ms, co odpowiada częstotliwości 120Hz. Przy takiej częstotliwości oscylatora uzyska się optymalny przebieg na wyjściu Q4. Z rysunku 7b jasno wynika, że zapewni to znaczny margines bezpieczeństwa w przypadku, gdyby częstotliwość generatora taktującego w nadajniku (o okresie 100ms) zmieniła się o kilka czy kilkanaście procent.

Właśnie, żeby uzyskać optymalny margines bezpieczeństwa, trzeba tak ustawić potencjometr PR2, aby następny impuls zerujący przychodził dokładnie tak jak pokazano na rysunku 7b. Wtedy właśnie na wyjściu Q4 uzyska się przebieg o wypełnieniu 1/3, jak pokazuje to rysunek 7d.



Rys. 7. Przebiegi czasowe w wersji podstawowej odbiornika

Aby zabezpieczyć układ przed „obcymi" impulsami o innej częstotliwości powtarzania, dodano układy wywołujące alarm w przypadku, gdy następny impuls zerujący przyjdzie za wcześnie lub za późno. Jeśli następny impuls z odbiornika U3 pojawi się za wcześnie, to znaczy jeszcze podczas trwania stanu niskiego na wyjściu Q4 (zaznaczonym czerwono na rysunku 7b), wtedy alarm zostanie wywołany przez przewodzące tranzystory T3 i T4. Spowoduje to naładowanie kondensatora C7, otwarcie tranzystora T5 i zaświecenie czerwonej diody LED D4.

Jeśli z kolei impuls zerujący nie przyjdzie do czasu pojawienia się stanu wysokiego na wyjściu Q5 (porównaj rysunek 7c), wtedy alarm zostanie wywołany przez wyjście Q5 i diodę D2.

Jak z tego widać w stanie alarmu przewodzi tranzystor T5 (co można wykorzystać do współpracy z innymi urządzeniami) i świeci dioda D5 (co znakomicie przydaje się podczas prób i regulacji).

Gdy wszystko jest w porządku, tranzystor T5 jest zatkany. Układ pobiera niewielki prąd rzędu 1mA.

W tym miejscu parę słów na temat zasilania.

Ze względu na obecność układu TFMS, odbiornik musi być zasilany napięciem w zakresie 4,5...6V!

Natomiast nadajnik może być również zasilany napięciem rzędu 5...6V, jednak został przewidziany do zasilania napięciem 9V (dopuszczalne jest zasilanie napięciem 12V, co zwiększy prąd impulsów diody LED nieco powyżej katalogowych wartości).

Taki sposób zasilania wybrano, ponieważ układ przeznaczony jest przede wszystkim do prób i eksperymentów, a mniej do praktycznych zastosowań. Jeśli ktoś będzie chciał uzyskać zasięg rzędu kilkudziesięciu metrów, i tak zastosuje oddzielne źródło zasilania nadajnika, choćby w postaci bateryjki 9-woltowej lub akumulatorka 12V, w miejsce długiego kabla.

Dlaczego układ nie jest zalecany do pracy w systemach alarmowych na wolnym powietrzu?

Należy wziąć pod uwagę, że w tak prostym i tanim układzie nie uda się uzyskać parametrów gwarantujących niezawodną pracę w każdych warunkach. Chodzi tu głównie o zmiany temperatury i napięcia zasilania nadajnika. Proste układy generatorów z bramkami U1D i U1A mogą nie zapewnić wystarczającej stabilności przy zmianach temperatury otoczenia od -20...+30 C, a przynajmniej na takie temperatury narażony jest układ pracujący na wolnym powietrzu. Ponadto częstotliwość wspomnianych generatorów znacznie zależy od napięcia zasilającego i dla długotrwałej niezawodnej pracy należy stosować stabilizację napięcia zasilającego nadajnik.

Nie umniejsza to w żadnym stopniu zalet prezentowanego układu. Z jego pomocą można uzyskać naprawdę rewelacyjny zasięg bariery.

Teraz kolejna sprawa.

Opisany powyżej sposób pracy wywoła alarm już przy braku jednego jedynego impulsu świetlnego. Jak wspomniano, dla zapobieżenia fałszywym alarmom, wywoływanym choćby przez przelatujące muchy, układ powinien wywoływać alarm dopiero przy braku nie jednego, tylko dwóch impulsów świetlnych.

Można to zrealizować w bardzo prosty sposób, łącząc anodę diody D2 nie do wyjścia Q5, tylko Q6 (nóżka 4). W tym celu trzeba przeciąć istniejące połączenie i połączyć punkty oznaczone Z, Z1.

Przebiegi w układzie będą wyglądać jak na rysunku 8. Tym razem, ponieważ dopuszczalne jest „zaginięcie" jednego impulsu, częstotliwość oscylatora kostki U2 należy ustawić nieco mniejszą, tak by czas przerwy wynosił 60ms (częstotliwość oscylatora około 133Hz). Przy takim ustawieniu następny prawidłowy impuls, pojawiający się po kolejnych 100 milisekundach wypadnie mniej więcej na początku kolejnego impulsu na wyjściu Q4 – pokazuje to rysunek 8b.

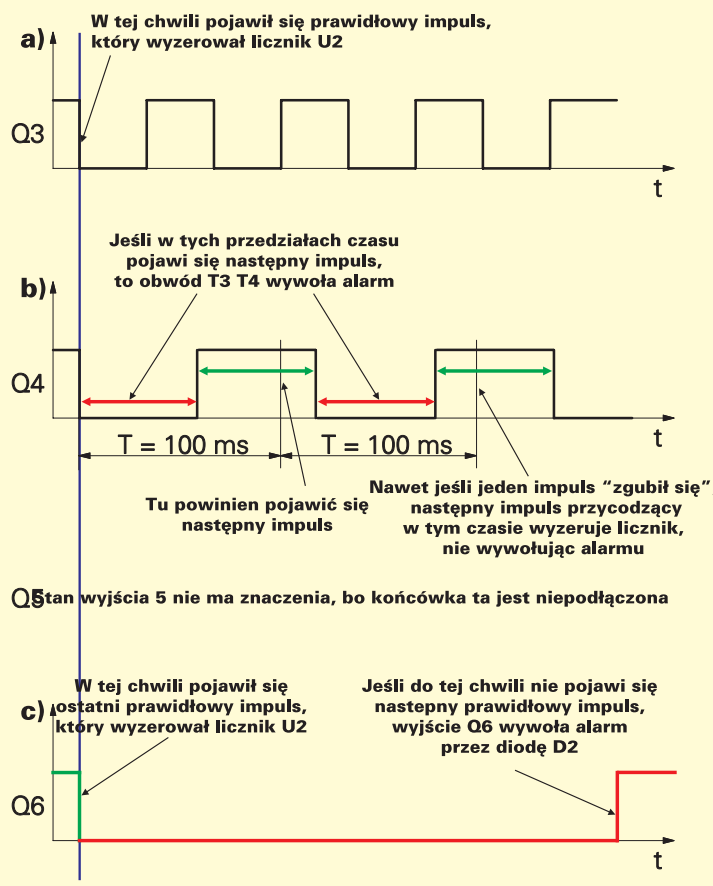
Podobnie, jak poprzednio, jeśli impuls zerujący nie nadejdzie do czasu pojawienia się stanu wysokiego na wyjściu Q6, zostanie wywołany alarm (przez diodę D2).

Przy prawidłowej pracy tej wersji, na wyjściu Q4 powinny występować impulsy o współczynniku wypełnienia, nie jak poprzednio 1/3 (33%), tylko 2/5 (40%).

Oczywiście, można anodę diody D2 dołączyć do wyjścia Q7, i wtedy układ nie zareaguje nawet przy „zagubieniu" trzech kolejnych impulsów świetlnych. W takim wypadku trzeba jeszcze nieco zwiększyć częstotliwość oscylatora kostki U2, a podczas normalnej pracy przebieg na wyjściu Q4 będzie miał większe wypełnienie, zbliżone do 45%.

Jak widać z tego opisu, działanie układu jest w sumie bardzo proste. Okazuje się jednak, że do uruchomienia i wyregulowania układu nie wystarczy miernik uniwersalny, potrzebny będzie oscyloskop. Właśnie ze względu na konieczność starannego wyregulowania, stopień trudności projektu oceniono na dwie gwiazdki.

W zasadzie, na podstawie podanych dalej wskazówek można wyregulować układ korzystając tylko z miernika (współ-



Rys. 8. Przebiegi czasowe w zmodyfikowanej wersji odbiornika

czynnik wypełnienia impulsów można określić jako stosunek uśrednionego napięcia stałego do napięcia zasilającego, dołączając miernik przez obwód całkujący RC o dużej stałej czasowej). Jednak w przypadku jakichkolwiek kłopotów czy wątpliwości nie obędzie się bez pomocy oscyloskopu.

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na dwóch maleńkich płytkach drukowanych pokazanych na **rysunku 9**. Montaż nie sprawi większych kłopotów, a dodatkową pomocą będą fotografie modelu. Płytki zostały przewidziane do umieszczenia w odcinkach rurki instalacyjnej o średnicy wewnętrznej 23mm, używanej przez elektryków.

Warto wcześniej przygotować te rurki i podczas montażu sprawdzać, czy układ zmieści się wewnątrz niej. Szczególną uwagę trzeba zwrócić na kondensator C1 w nadajniku, który prawdopodobnie trzeba będzie zmontować poziomo. Odbiornik TFMS można wlutować wprost w płytkę, ale w modelu nie obcinano jego nóżek, tylko wygięto je w łuk i przylutowano od strony druku.

Na początek, można nie montować w nadajniku rezystora R4, a zamiast niego wlutować rezystor o wartości 68...150Ω. Zabezpieczy to diodę nadawczą w przypadku błędów w działaniu nadajnika.

Montaż nie sprawi kłopotów, nie ma tu nic szczególnie trudnego.

Po zmontowaniu nadajnika i odbiornika całość trzeba wyregulować.

Potencjometrem PR1 należy ustawić częstotliwość powtarzania impulsów równą 36kHz. Posiadacze zwykłych, prostych oscyloskopów mogą mieć kłopoty z zaobserwowaniem krótkich „paczek impulsów" o częstotliwości 36kHz, trwających tylko około 500µs. Na czas ustawiania częstotliwości generatora U1A można zewrzeć wejścia bramki U1D do masy, ale lepiej jest w miejsce rezystora R2 o wartości 3,3kΩ, dać rezystor o wartości 220kΩ...1MΩ. Oczywiście do takich eksperymentów rezystor R4 musi mieć wartość rzędu co najmniej 100Ω, bo przy wartości 2,2Ω dioda nadawcza w krótkim czasie ulegnie uszkodzeniu wskutek przegrzania.

W praktyce do regulacji wcale nie jest potrzebny częstościomierz. Wystarczy podłączyć odbiornik (Uwaga! zasilany napięciem 5V) skierować nań pracujący nadajnik i sprawdzać, czy na wyjściu kostki U3 (TFMS5360) pojawiają się impulsy.

Potencjometr PR1 należy ustawić w położeniu pośrednim między granicami zanikania impulsów na wyjściu U3. Znalezienie właściwej pozycji potencjometry PR1 będzie jeszcze łatwiejsze, jeśli rezystor R4 zostanie jeszcze bardziej zwiększony – nawet do kilku kiloomów. Czułość odbiornika jest bardzo duża i przy próbach na stole wystarczy bardzo mały prąd diody nadawczej. Pozwoli to dokładniej dostroić nadajnik do częstotliwości filtru odbiornika TFMS.

Po ustawieniu właściwej częstotliwości generatora U1A, należy skontrolować z grubsza czas trwania „paczki impulsów" (ustala ją rezystor R2) i przerwy między paczkami (odpowiada za nią R1). Trzeba obejrzeć przebieg na nóżkach 1 i 11 kostki U1. Jeśli czasy te różnią się nie więcej niż o 20...50% od wcześniej podanych 0,5ms i 100ms, nie trzeba niczego zmieniać. W tak prostym układzie, gdzie dużo zależy od wielkości histerezy bramki (Schmitta) U1D, nie można się spodziewać idealnej dokładności. Czas trwania paczki impulsów nie powinien być jednak krótszy niż 0,4ms. Jeśli będzie dłuższy, to jedynie trochę wzrośnie pobór prądu. Odchyłki czasu powtarzania impulsów nie mają większego znaczenia, bo zostaną uwzględnione przy regulacji odbiornika.

Jeśli nadajnik pracuje poprawnie można przystąpić do regulacji odbiornika. Przede wszystkim należy sprawdzić, czy na wyjściu układu U3 (nóżka 3) regularnie pojawiają się wąskie, szpilkowe ujemne impulsy, zgodnie z rysunkiem 5. Uwaga, impulsy te są bardzo wąskie, trzeba uważnie obserwować ekran oscyloskopu, by ich nie przeoczyć.

Jeśli te impulsy występują regularnie, bez przerw i zakłóceń, należy podłączyć oscyloskop do wyjścia Q4 kostki U2 i potencjometrem PR2 ustawić właściwą częstotliwość oscylatora. To dla bardziej nerwowych elektroników może być najtrudniejsza część uroczystości, bo w pierwszej chwili trudno pojąć zależność kształtu przebiegu na ekranie od położenia suwaka

Dlatego trzeba się do tego zabrać systematycznie. Na początek warto ustawić potencjometr PR2 na maksimum rezystancji. Wtedy najprawdopodobniej okres przebiegu będzie za duży i kolejne impulsy zerujące będą przychodzić „za wcześnie", w odcinku czasu zaznaczonym na rysunku 7b kolorem czerwonym. Niestety, nie oznacza to, że na wyjściu Q4 będzie trwał stan niski, albo wystąpią wąskie szpilki. Przy braku stanu wysokiego na wyjściu Q4 tranzystor T2 nie może pracować i licznik nie będzie zerowany. W efekcie na wyjściu Q4 pojawią się niezsynchronizowane przebiegi – po prostu śmieci.

Przy zmniejszaniu rezystancji potencjometru PR2, najpierw nie będzie dziać się nic szczególnie godnego uwagi – po prostu zmieniać się będzie rytm występowania wspomnianych śmieci.

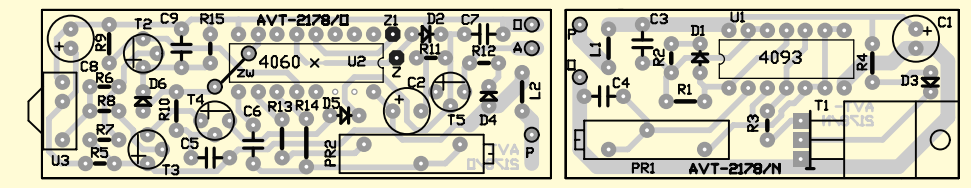
Jednak w pewnym momencie czas impulsów zmniejszy się na tyle, że na wyjściu Q4 pojawi się regularny ciąg impulsów o częstotliwości wyznaczonej przez nadchodzące paczki impulsów optycznych. Układ „złapie synchronizację". Na wyjściu Q4 pojawi się więc najpierw ciąg dodatnich wąskich szpilek, a przy zmniejszaniu rezystancji PR2, szpilki te zaczną się poszerzać. W końcu przy dalszym zmniejszaniu wartości PR2, te dodatnie impulsy na wyjściu Q4 przybiorą kształt przebiegu prostokątnego o wypełnieniu 50%. Jeśli rezystancja PR2 zostanie zmniejszona jeszcze bardziej, to układ znów straci synchronizację i na wyjściu Q4 znów pojawią się śmieci.

Dla prawidłowej pracy w podstawowym układzie, należy tak ustawić PR2, by dodatnie impulsy na wyjściu Q4 miały wypełnienie 33%, czyli wyglądały tak, jak pokazuje rysunek 7d.

W pierwszym podejściu zaleca się przeprowadzić opisane regulacje w podstawowym układzie, to znaczy gdy anoda diody D2 jest dołączona do nóżki Q5.

Jeśli ktoś chciałby dołączyć diodę D2 do wyjścia Q6 (by uzyskać niewrażliwość układu na brak jednego impulsu) powinien to zrobić dopiero po wyregulowaniu odbiornika w podstawowej wersji. Strojenie tej drugiej wersji jest podobne, ale łatwiej jest najpierw w podstawowym układzie ustawić potencjometrem wypełnienie impulsów na Q4 równe 40%, a dopiero potem przeciąć ścieżkę i połączyć punkty Z – Z1.

Po takim wyregulowaniu na biurku, tor jest gotowy do testów „polowych". Teraz należy wlutować przepisany rezystor R4 o wartości 2,2Ω. Spowoduje to radykalny wzrost zasięgu. System jest tak



Rys. 9. Schemat montażowy

Wykaz elementów

Rezystory
R6-R10,R15: 100kΩ
R1,R11: 1MΩ
R2,R14: 3,3kΩ
R3: zwora
R4: 2,2Ω
R5: 330Ω
R12: 1kΩ
R13: 22kΩ
PR1: 10kΩ helitrim
PR2: 100kΩ helitrim

Kondensatory
C1: 470µF/6,3V
C2: 47µF/10V
C3: 100nF
C4: 2,2nF
C5,C6: 47nF
C7: 470nF
C8: 4,7µF/10V
C9: 10nF

Półprzewodniki
D1,D2,D5,D6: 4148
D3: LD274 lub
D4: LED R
T1: BUZ10
T2,T3,T4: BC558B
T5: BS170
U1: 4093
U2: 4060
U3: TFMS5360

Pozostałe
L1,L2: 100µH dławik

czuły, że podczas prób reaguje nie tylko na promieniowanie bezpośrednie, ale i te odbite od podłogi i ścian pomieszczenia. Właśnie ze względu na tak dużą czułość warto stosować wspomnianą rurkę ograniczającą kąt widzenia odbiornika (dobrze byłoby pomalować ją wewnątrz na czarno). Nadajnikiem nie trzeba się przejmować, bo wiązka promieniowania diody D3 jest wąska sama z siebie. Przy testach modelu, dopiero zamknięcie odbiornika w szczelnej szufladzie powodowało alarm. Nawet niewielkie uchylenie szuflady powodowało reakcję odbiornika.

W czasie testów modelu pokazanego na fotografii osiągnięto zasięg około 50m w najprostszych warunkach, gdy nadajnik i odbiornik były trzymane w rękach przez dwie osoby, a nadajnik zasilany był napięciem 9V z małej bateryjki 6F22. Przy zastosowaniu jak najwęziej świecących diod nadawczych i dobrym wycelowaniu nadajnika, zasięg ten powinien być jeszcze większy.

Podczas testów należy zwrócić baczną uwagę na stałość napięcia zasilającego nadajnik. Nie wolno po wyregulowaniu systemu potencjometrami PR1 i PR2 zmieniać napięcia zasilającego nadajnik, na przykład z 9 na 12V, bo spowoduje to niedopuszczalnie dużą zmianę częstotliwości nadajnika oraz zmianę czasu powtarzania impulsów.

Tak duża moc nadawania i duża czułość odbiornika maja też w pewnych sytuacjach wady. Na przykład w pomieszczeniu nie uda się wykorzystać takiej bariery, bo nie będzie ona reagować na przerwanie wiązki! Dlaczego? To oczywiste. Światło odbite od przedmiotu przecinającego barierę, a potem wielokrotnie odbite od ścian trafi w końcu do odbiornika. W takiej sytuacji trzeba oczywiście zmniejszyć moc nadajnika, zwiększając wartość rezystora R4, stosownie do długości bariery. W takim przypadku pobór prądu przez nadajnik zmniejszy się, nawet poniżej 1 miliampera, a bariera będzie poprawnie funkcjonować. Jeśli zasięg nie będzie przekraczać 10m, można też nadajnik zasilać napięciem 5V, tak samo jak odbiornik.

W każdym razie, prawidłowo wyregulowany układ umożliwia uzyskanie zaskakująco dobrych efektów, dużego zasięgu i to przy bardzo małym poborze prądu.

Materiał zawarty w niniejszym artykule ma zachęcić wszystkich praktykujących elektroników do samodzielnych prób w tej dziedzinie. Mile widziane są listy opisujące parametry uzyskane w zaprezentowanym układzie, a także doniesienia o samodzielnych próbach. Listy takie koniecznie należy opatrzyć dopiskiem „IRED".

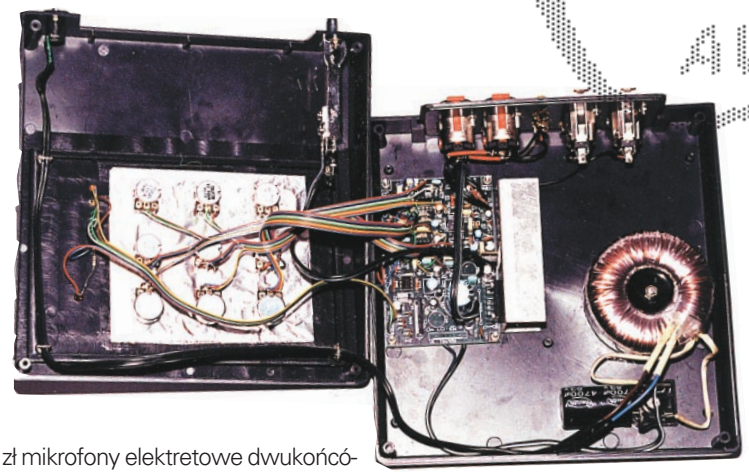
A w Elektronice dla Wszystkich za jakiś czas przedstawione zostaną kolejne układy wykorzystujące promieniowanie podczerwone.

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Trzykanałowy mikser ze wzmacniaczem

kit 2173 AVT

część 2



Montaż i uruchomienie

Montaż można przeprowadzić na płytce drukowanej pokazanej na rysunku 3. Montaż nie powinien nikomu sprawić trudności, ponieważ układ nie zawiera żadnych elementów szczególnie podatnych na uszkodzenia.

Do prawidłowego zidentyfikowania elementów wystarczą wskazówki podane w artykule „Mój pierwszy wzmacniacz" w EdW 8, 9/97. Jedyną drobną przeszkodą dla zupełnie początkujących może być dość duże zagęszczenie elementów na płytce, a także identyfikacja nóżek układu scalonego AN6884. Kostka AN6884 i jej odpowiedniki mają jednorzędową, plastykową obudowę (SIL). Obudowa z jednego brzegu jest ścięta (fazowana) i tam znajduje się nóżka numer 1 (z lewej strony, patrząc na napis).

Uwaga! Odwrotne wlutowanie układów scalonych grozi ich nieodwracalnym uszkodzeniem przy pierwszym włączeniu urządzenia!

W wersji podstawowej nie trzeba lutować dławików L1 i L2 – zamiast nich należy wlutować zwory. Gdyby dławiki te okazały się konieczne (z powodu zakłóceń radiowych pobliskiego nadajnika), ich identyfikacja nie powinna nastręczyć trudności: nawet gdyby były to dławiki podobne do rezystorów, będą od rezystorów grubsze. W przypadku przenikania zakłóceń wysokiej częstotliwości pobliskiego nadajnika duże znaczenie ma także sposób połączeń i jakość ekranowanego kabla mikrofonowego.

Uwaga!
W urządzeniu występują napięcia mogące stanowić śmiertelne zagrożenie dla życia! Osoby niepełnoletnie mogą wykonać i uruchomić opisany układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych.

Obwody wejściowe przedwzmacniaczy mikrofonowych można skonfigurować do współpracy z różnymi mikrofonami. Typowo stosowane będą:

Mikrofony dynamiczne (np. wszelkiego typu krajowe mikrofonów z Tonsilu, których oznaczenie zaczyna się od liter MD). W takim przypadku nie należy montować elementów R34, C34, R2 i R4.

Dwukońcówe mikrofony elektretowe. Używanie tych najtańszych mikrofonów nie jest zalecane w systemach o wymaganej wyższej jakości dźwięku. Kosztujące mniej więcej 1zł mikrofony elektretowe dwukońcówowe mogą bowiem dawać zniekształcony sygnał. Gdyby miały być stosowane, należy je dołączyć do punktów B, O1 oraz D, O2. Nie montować R1, R3, ale zmontować R34, C34, rezystory R2, R4 o wartości 1...2,2kΩ oraz wykonać zwory A1-A2 i V1-V2.

Trzykońcówkowe mikrofony elektretowe. Trzecia końcówka mikrofonu służy do zasilania. Należy ją dołączyć do punktu A (lub C). Nie montować R1...R4, wykonać zwory A1-A2 i V1-V2.

Mikrofony pojemnościowe MCU-53 lub MCO-52. Podobnie jak trzykońcówkowe elektrety, te mikrofony mają końcówki masy i zasilania. Mają natomiast nie jedno wyjście sygnału, ale dwie końcówki symetrycznego transformatorka mikrofonowego. Końcówki transformatorka mikrofonowego należy dołączyć do punktów B, O1 (lub D, O2) w dowolnej kolejności, natomiast końcówki masy i zasilania dołączyć do punktów O1, A (O2, C). Montować R1, R3. Nie montować R2, R4. Zamiast kondensatora C34 wlutować diodę Zenera o napięciu 5,1V lub 5,6V. W przypadku użycia dwóch takich mikrofonów zmniejszyć wartość R34 do 680Ω. Wykonać zwory A1-A2 i V1-V2.

Mikrofony pojemnościowe z zasilaniem typu PHANTOM. Takie profesjonalne mikrofony wymagają zasilania napięciem 48V i nie mogą być w prosty sposób dołączone do opisywanego miksera.

Elementy układu na płytce można montować w dowolnej kolejności, najwygodniejsze jest zamontowanie najpierw elementów najniższych, a potem coraz wyższych. Potencjometry są dołączone za pośrednictwem przewodów – połączenia przewodowe należy wykonać na końcu. Dobrą zasadą jest stosowanie przewodów możliwie krótkich. Dlatego przed dołączeniem potencjometrów warto zaplanować i wykonać obudowę wraz z płytą czołową. Na wkładce znajduje się rysunek, przedstawiający wygląd proponowanej płyty czołowej. Wymiary przystosowane są do obudowy Z-25 firmy Kradex. Nabywcy zestawu AVT-2173B otrzymają w komplecie taką właśnie obudowę.

Rysunek płyty czołowej można skopiować na papier samoprzylepny w dobrym punkcie usług kserograficznych, i od razu zafoliować na gorąco. Odbitka zostanie wprawdzie zafoliowana z obu stron, ale jedna folia zostanie usunięta wraz z warstwą ochronną papieru samoprzylepnego. Taki sposób wykonania płyty czołowej gwarantuje bardzo dobry efekt i trwałość.

Innym, gorszym sposobem jest wycięcie rysunku czołówki z EdW i naklejenie go na płytę czołową. Dla zabezpieczenia przed pobrudzeniem i wycieraniem, papier należy albo polakierować bezbarwnym lakierem nitro lub lepiej akrylowym w sprayu, albo też zafoliować (dwustronnie lub jednostronnie, podkładając do foliowania drugi arkusz papieru). Przed naklejeniem lakierowanego (i tym samym prawie przejrzystego) papieru na czarną płytę czołową należy pod ten papier nakleić dodatkowo arkusz czystego, białego papieru. W przeciwnym razie czarna płyta prześwitująca przez przejrzysty lakierowany papier zepsuje w dużym stopniu wygląd płyty czołowej.

We wszystkich przypadkach wycięcia rysunku z EdW wystąpią trudności

z trwałym przyklejeniem papieru ma płytę czołową, dlatego zdecydowanie warto zalecić wcześniejszy sposób z kopiowaniem rysunku na papier samoprzylepny i foliowaniem.

Kopiowanie ma jeszcze tę zaletę, że w przypadku uszkodzenia odbitki podczas montażu zawsze można wykonać nową.

Możliwie krótkie przewody do potencjometrów należy przygotować po zmontowaniu potencjometrów na płycie czołowej. Chodzi o to, by przewody te nie zbierały zakłóceń i brumu sieciowego. W praktyce nie jest konieczne stosowanie przewodów ekranowanych – wystarczy klasyczna tasiemka lub skrętka trzyprzewodowa. Dla zmniejszenia przesłuchów i niepożądanych sprzężeń, trójki przewodów prowadzące do poszczególnych potencjometrów powinny być oddzielne, a nie stanowić na przykład 12-żyłowej tasiemki. Nie zaleca się jednak dołączania potencjometrów za pomocą trzech przypadkowo prowadzonych przewodów. Powinna to być trzyżyłowa tasiemka, albo skrętka trzech przewodów. W modelu celowo zastosowano montaż za pomocą szerszej tasiemki. Próby wykazały, że poziom przydźwięku jest pomijalnie mały. Na wszelki wypadek warto jednak zastosować się do wyżej podanych wskazówek.

W wielu amatorskich układach przyczyną obecności zakłóceń, zwłaszcza brumu sieciowego, są właśnie przewody prowadzące do potencjometrów. Poziom brumu zależy od sposobu prowadzenia przewodów oraz od rodzaju i odległości od układu transformatora sieciowego. Dla wyeliminowania kłopotów można zastosować oddzielny zasilacz, umieszczany w odległości przynajmniej 50cm od układu. Drugim sposobem jest użycie transformatora toroidalnego, który praktycznie nie wprowadza zakłóceń i może być umieszczony w jednej obudowie wraz z układem. Taki transformator zastosowano w modelu.

Schemat z rysunku 2 nie pokazuje obwodów zasilania, bo te będą różne w różnych wykonaniach. W każdym razie do punktu P należy podłączyć plus, a do O – minus zasilania. Napięcie zasilające powinno wynosić 10...18V.

W najprostszym przypadku miksera bez wzmacniacza mocy do zasilania wystarczy zasilacz wtyczkowy 12V 250mA. Zasilacz taki może nawet wystarczyć w wersji ze wzmacniaczem TDA7056.

W przypadku wykorzystania wzmacniacza TDA1516Q należy zastosować 12-woltowy akumulator (i bezpiecznik o prądzie minimum 2,5A) albo zasilacz sieciowy. W urządzeniu nie przewidziano wyłącznika zasilania. Umieszczenie dwubiegunowego wyłącznika (i ewentualnie bezpiecznika) w obwodzie uzwojenia sieciowego transformatora wymaga przestrzegania przepisów dotyczących bezpieczeństwa obsługi. Dla bezpieczeństwa trzeba też zastosować bezpieczniki: po stronie wtórnej szybki o prądzie 4A, i ewentualnie po stronie sieci zwłoczny 0,5...1A.

Zupełnie początkujący powinni zwrócić uwagę na łączenie końcówek potencjometrów. Środkowe wyprowadzenie potencjometru to zawsze suwak, pomyłki zdarzą się przy dołączaniu pozostałych dwóch przewodów. Zwiększanie głośności oraz podbicie tonów niskich i wysokich powinny następować przy pokręcaniu potencjometru w prawo, zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Gdyby było odwrotnie, należy zamienić skrajne przewody danego potencjometru.

Układ zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga żadnego uruchomienia i powinien od razu pracować. Układ modelowy, pokazany na fotografiach nie sprawił żadnego kłopotu.

Początkujący często mylą się podczas montażu, dlatego w przypadku nieprawidłowości należy w pierwszej kolejności sprawdzić napięcia zasilające, np. na skrajnych nóżkach stabilizatora U8, a następnie napięcia stałe na wszystkich wyjściach wzmacniaczy U1...U4, które powinny wynosić mniej więcej 3,5...6V.

W zasadzie napięcia stałe na wszystkich wyjściach wzmacniaczy mocy (punkty G, H, J, K) powinny być równe połowie napięcia zasilającego (napięcia na kondensatorach C24, C25 C36, C38, C39), by maksymalnie wykorzystać dynamikę. Kto chciałby się z tym „bawić", może dobrać wartości rezystorów R12 i R14, obserwując, przy jakich wartościach uzyskuje się maksymalne, niezniekształcone przebiegi na wyjściu R.

Zgodnie z danymi katalogowymi, rezystancja obciążenia układu TDA7056 powinna wynosić 16Ω. Wtedy nawet bez radiatora można uzyskać szczytową moc wyjściową ponad 3W. Jeśli ktoś zechce obciążyć tę kostkę głośnikiem 8-omowym, musi liczyć się ze... zmniejszeniem mocy wyjściowej. Przy głośniku 8-omowym prąd wyjściowy i tym samym moc strat będą znaczne jak na niewielki układ scalony. Układ będzie się nadmiernie nagrzewał i przy głośnym odsłuchu wbudowane zabezpieczenie termiczne może okresowo wyłączać wzmacniacz. Ratunkiem będzie

Wykaz elementów

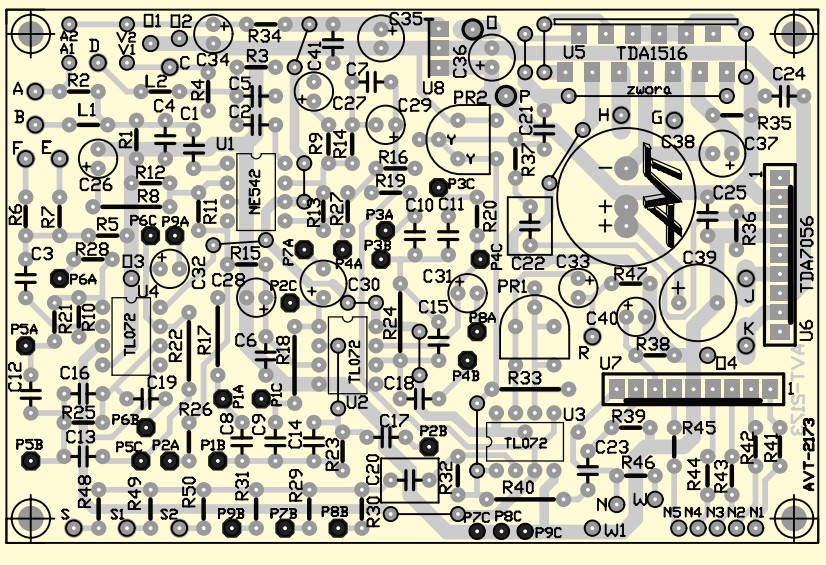
Rezystory
R6,R7,R10,R15,R16, R47: 100kΩ
R2,R4: 2,2kΩ
R8,R9: 220Ω
R11,R13,R33,R39: 22kΩ
R12,R14: 7,5kΩ
R17-R22, R34,R46: 1kΩ
R23-R25: 12kΩ
R26-R28: 68Ω
R29-R31: 47kΩ
R32: 220kΩ
R35: 33kΩ
R38: 8,2kΩ
R40: 82kΩ
R41-R45: 390Ω
PR1: 100kΩ
P1-P6: 10kΩA
P7-P9: 10kΩB
R1,R3,R5,P10,R36,R37,R48-R50 nie montować

Kondensatory
C1,C2,C6,C7: 100nF
C3,C8-C13,C21: 220nF
C4,C5 : 1nF ceramiczny
C14-C16: 1nF
C17-C19: 2,2nF
C20: 220nF...1μF
C23: 470nF
C24,C41: 100nF ceramiczny
C26,C27: 22μF/16V
C28,C29: 47μF/16V
C30-C33,C40: 10μF/16V
C34-C37: 100μF/16V
C38: 2200μF/16V
C22,C25,C39: nie montować

Półprzewodniki
D1-D3: LED G
D4: LED Y
D5,D6: LED R
U1: NE542
U2-U4: TL072
U5: TDA1516QQ
U6: TDA7056 (nie montować)
U7: AN6884
U8: 7809

Pozostałe
L1,L2
dławiki 33μH
obudowa Z-25 firmy Kradex
płytka drukowana
tasiemka wieloprzewodowa
do potencjometrów

Uwaga!
Transformator sieciowy toroidalny 50W 12V można zamówić oddzielnie.



Rys. 3. Schemat montażowy

wyposażenie kostki TDA7056 w radiator, ale generalnie należy unikać obciążenia 8-omowego i stosować na przykład dwa szeregowo połączone głośniki, mające w sumie oporność 16 omów lub więcej.

Przy wykorzystaniu układu TDAISI6Q, maksymalna moc wyjściowa przy obciążeniu głośnikiem 4-omowym (lub dwoma 8Ω, połączonymi równolegle) wyniesie ponad 20W. Układ może być obciążany głośnikami lub kombinacją głośników o wypadkowej oporności 3...16Ω. Czym większa oporność głośników, tym mniejsza moc wyjściowa. Gdy średnia moc wyjściowa kostki TDA1516Q przekracza 3...4W, konieczny jest radiator.

Dla uzyskania pełnej mocy ponad 20W, radiator może być wykonany z kawałka aluminiowej, miedzianej lub mosiężnej blachy o grubości 1...3mm i powierzchni rzędu 70...100cm^2 (np. 12 x 6cm). W przypadku zbyt małego radiatora układowi scalonemu TDA1516Q nie grozi uszkodzenie, bo wyposażony jest on w obwody zabezpieczenia termicznego.

Stabilizator 7809 (U8) ze względu na niewielki prąd nie wymaga radiatora.

Możliwości zmian

Wskaźnik wysterowania ma czułość odpowiednią do współpracy z kostką TDA1516Q. Ostatnia, czerwona dioda LED zaświeca się przy przesterowaniu wzmacniacza mocy, czyli przy wystąpieniu dużych zniekształceń.

W przypadku stosowania miksera do zapisu na taśmę, albo do wysterowania zewnętrznego wzmacniacza mocy, nie trzeba zmieniać czułości wskaźnika, a tylko podać na wejście sygnał sinusoidalny z generatora, by zaświeciły się trzy zielone diody (co odpowiada 0dB), a następnie za pomocą PR1 ustalić odpowiedni poziom na wyjściu R, właściwy dla współpracy z urządzeniem nagrywającym bądź zewnętrznym wzmacniaczem.

Moc wyjściowa wynosząca ponad 20W wystarczy do nagłośnienia sporych pomieszczeń. Gdyby okazała się za mała, wystarczy dołączyć dodatkowy, zewnętrzny wzmacniacz do wyjścia R.

W zasadzie nie będzie też poważniejszych problemów z wykonaniem wersji stereofonicznej. Wystarczy w tym celu zmontować dwie opisane płytki. Na jednej z płytek nie trzeba montować układów U1 i U2 – tory mikrofonowe są zawsze monofoniczne. Należy za to zastosować dodatkowe potencjometry panoramy.

W stereofonicznym torze magnetofonu z układami U4 należy do regulacji barwy zastosować podwójne, sprzężone potencjometry. Przyda się też regulacja balansu. Takie przeróbki można polecić tylko bardziej zaawansowanym elektronikom, którzy poradzą sobie z występującymi kłopotami, dlatego nie podano schematów ideowych potrzebnych do przeróbki.

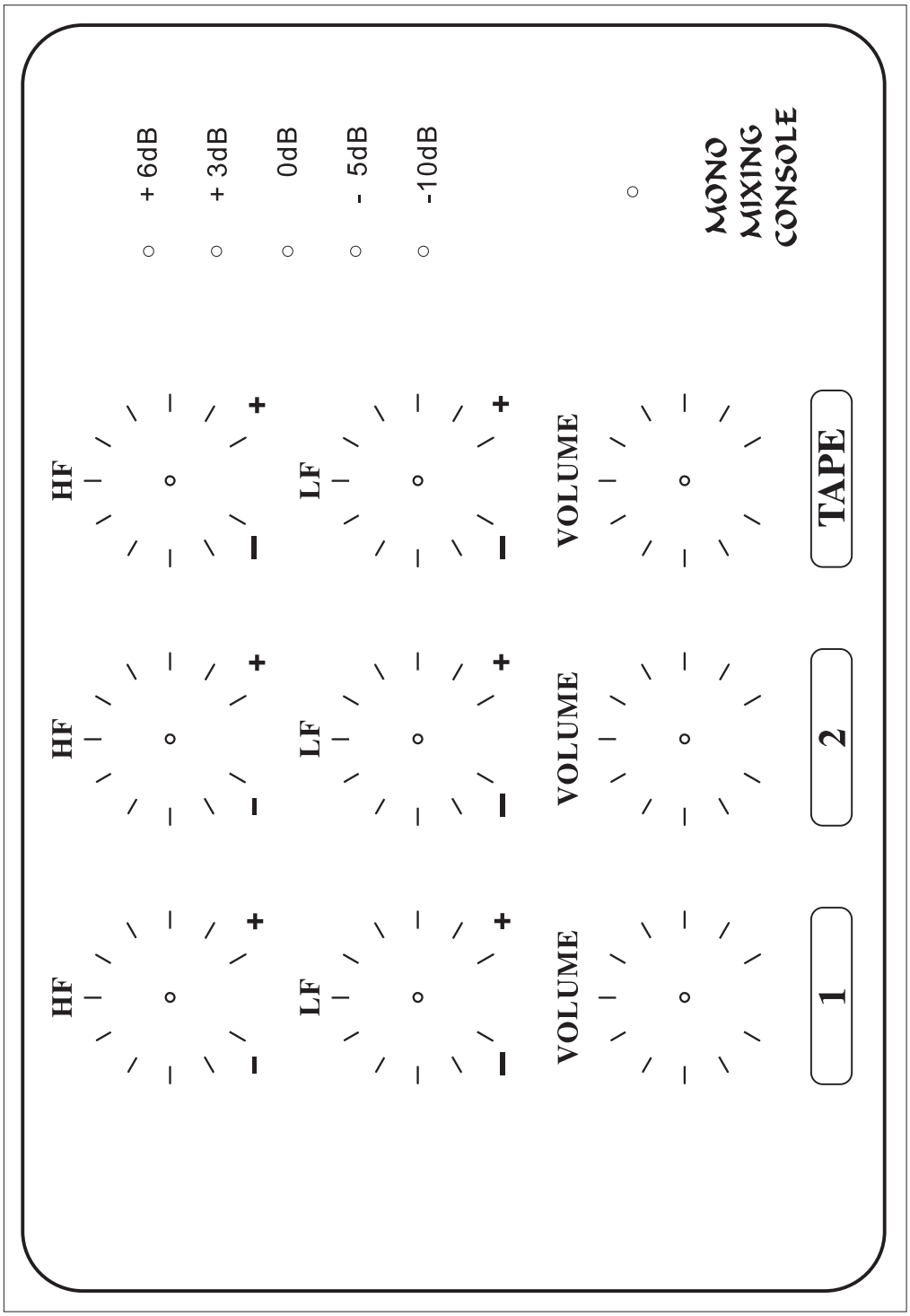
Podstawowym problemem jest jednak fakt, że pokazana płyta czołowa zupełnie nie nadaje się do wersji stereo, bo nie przewidziano tam miejsca na potencjometry panoramy (balansu).

Dlatego autorzy artykułu mają dla mniej zaawansowanych następującą propozycję:

Jeśli chcecie znaleźć w jednym z następnych numerów EdW szczegółowy opis miksera stereofonicznego, to w najbliższym czasie (do 31 stycznia) napiszcie, do czego chcielibyście używać takiego stereofonicznego miksera, ile on powinien mieć kanałów mikrofonowych, ile stereofonicznych liniowych i jakie wyposażenie dodatkowe byłoby wam potrzebne.

Opracujemy wtedy niedrogi mikser dokładnie według waszych potrzeb.

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski



Rozwiązanie zadania powinno zawierać schemat elektryczny i zwięzły opis działania. Model i schematy montażowe nie są wymagane. Przysłanie działającego modelu lub jego fotografii zwiększa szansę na nagrodę.
Ponieważ rozwiązania nadsyłają czytelnicy o różnym stopniu zaawansowania, mile widziane jest podanie swego wieku.
Ewentualne listy do redakcji czy spostrzeżenia do erraty powinny być umieszczone na oddzielnych kartkach, również opatrzonych nazwiskiem i pełnym adresem.
Czas nadsyłania prac wynosi 45 dni od ukazania się numeru (w przypadku prenumeratorów – od otrzymania pisma pocztą).

Zadanie 23

System elektronicznego pomiaru czasu

Temat poniższego zadania zaproponował **Grzegorz Kaczmarek** z Opola. W liście napisał: *„(...) od paru lat nurtuje i irytuje mnie problem pomiaru czasu na szkolnych zajęciach WF-u. Wiadomo, że ręczny stoper nie da wiarogodnych wyników już wtedy, gdy chodzi o dziesiąte części sekundy, a co dopiero setne.*

Na pewno nie jest rozstrzygnięte (no chyba, że w oczach nauczyciela) czy koleś, który przebiegł 60m w czasie 8,4 sekundy, jest rzeczywiście lepszy od innego kolesia, który w innym biegu osiągnął 8,5 sekundy.

Czy rozstrzygnięciem tych spraw nie powinna zająć się ELEKTRONIKA?

Proponowałbym, by w Waszym redakcyjnym laboratorium ktoś dał wyzwanie profesorom od WF-u i zbudował (lub złożył z różnych kitów AVT) porządny stoper, który włączałby się na starcie, a podczerwień by go wyłączała na mecie (oczywiście przerwanie wiązki).

Być może jest też sposób na zmierzenie czasu dwóch osób, ale to pozostawiam ekspertom. (...)"

Grzegorz zwrócił się z prośbą do naszej Redakcji, ja jednak postanowiłem odbić piłeczkę i zamiast samemu projektować układ, przedstawiam ją jako zadanie dla was.

A oto treść zadania:

Zaprojektować system do elektronicznego pomiaru czasu w biegach na zawodach szkolnych czy klubowych.

Tym razem zadanie jest znacznie trudniejsze, niż to zwykle bywa. Przede wszystkim należy zapewnić powtarzalność wyników. Wymagana dokładność wynosi 1/100 sekundy (10 milisekund).Urządzenie musi więc zawierać generator kwarcowy i dzielnik dający impulsy o długości 10ms.

Niekoniecznie musi to być generator o „okrągłej" częstotliwości, np. 1MHz, dopuszczalne jest wykorzystanie popularnego kwarcu zegarkowego o częstotliwości 32768Hz, który po podzieleniu częstotliwości przez 328 da częstotliwość 99,9024Hz, czyli czas 10,009765625milisekundy. Błąd jest tu mniejszy niż 0,1% i na to możemy się zgodzić. Błąd ten można zresztą zmniejszyć, przeciągając częstotliwość kwarcu.

Wyświetlacz powinien pokazywać sześć cyfr (minuty, sekundy, setne sekund). Zerowanie licznika to najmniejszy problem

Ważnym problemem jest uruchamianie stopera. Prawdziwy pistolet startowy nie wchodzi w grę. Trzeba zaproponować jakąś namiastkę.

W każdym razie urządzenie musi zawierać rodzaj pistoletu startowego, wydającego głośny impuls dźwiękowy po naciśnięciu przycisku START. Waszym zadaniem jest nie tylko znaleźć sensowny sposób wytworzenia takiego głośnego impulsu, ale i zaproponować, w jakich obudowach umieścić potrzebne części składowe.

Należy też dokładnie przemyśleć sposób zatrzymywania stopera. Rzeczywiście najlepszym rozwiązaniem jest tu bariera podczerwieni. Mnóstwo cennych rad na temat konstrukcji takiej bariery znajdziecie w artykule głównym tego wydania EdW.

Zastanówcie się nad zasilaniem. Na szkolnym boisku zasilanie sieciowe nie wchodzi w grę. Pozostają baterie lub akumulator. Jeśli baterie, to należy minimalizować pobór prądu – pojawia się sprawa wyświetlacza. Wyświetlacze LED pobierają sporo prądu i są słabo widoczne w pełnym słońcu. Istnieją sześciocyfrowe wyświetlacze LCD, ale są mało popularne i trudne do zdobycia. Może trzeba będzie zastosować 4-cyfrowy wyświetlacz LCD (lub popularny 3,5-cyfrowy wyświetlacz LCD stosowany powszechnie do kostek ICL7106) i zastosować układ przełączania. Normalnie na wyświetlaczu pokazywane byłyby minuty i sekundy, a po naciśnięciu przycisku – setne części sekundy. A może można to rozwiązać jeszcze inaczej?

Sporym problemem jest zapewnienie komunikacji między barierą podczerwieni, licznikiem i pistoletem startowym. Jeśli bieg zaczyna się i kończy w tym samym miejscu (po określonej liczbie okrążeń toru), problem jest niewielki. Trzeba tylko zdecydować, czy nadajnik podczerwieni będzie zasilany z oddzielnego źródła, by nie ciągnąć w poprzek bieżni przewodu do nadajnika.

Gorzej przy biegu na 60 czy 100 metrów. Tu start i meta będą oddalone. Czy licznik i wyświetlacz umieścić przy mecie, a pistolet na starcie? Czy stosować kabel 100-metrowy? A może znajdziecie inne wyjście, nie wymagające ciągnięcia kabla (np. prosty nadajnik i odbiornik radiowy).

Z przedstawionych warunków wynika, że zadanie naprawdę nie jest łatwe. Żeby system był naprawdę przydatny w praktyce, trzeba rozwiązać szereg problemów. Porozmawiajcie o tym z kolegami oraz z nauczycielem WF-u.

Tym razem nie spodziewam się, że przyślecie działające modele. Czekam raczej na dobrze przemyślane schematy blokowe i ideowe. Szansę na wyróżnienie mają nawet rozwiązania częściowe.

Czekam więc przede wszystkim na rozwiązania na papierze.

Uwagap! Proponuję, by tym razem nagrodami dla autorów najlepszych „papierowych" propozycji były zestawy podzespołów przydatnych do budowy zaproponowanego systemu. Dwaj lub trzej autorzy (lub 2...3 grupy) najlepszych rozwiązań otrzymają te kluczowe podzespoły potrzebne do budowy swoich układów, które będą aktualnie w magazynie AVT (wyświetlacze, liczniki, elementy podczerwieni, przetwornik piezo, itp.). Przy użyciu tych części, niewielkim nakładem własnych środków, będą mogli zbudować wymyślony przez siebie układ. Jeśli w międzyczasie zwycięzcy nadeślą projekt płytki drukowanej (płytek) w formacie Easytrax, Autotrax lub Protel, Redakcja zleci wykonanie tych płytek razem z próbnymi płytkami autorów współpracujących z AVT.

Uważam, że zadanie doskonale nadaje się dla kilku osób jako praca zespołowa – po ustaleniu ogólnych warunków każdy uczestnik opracowałby swój fragment.

Uczniowie przedostatnich klas szkół średnich mogą rozważyć, czy nie byłby to znakomity temat na pracę dyplomową (dla kilku osób).

Prace grupowe i indywidualne nadsyłajcie w ciągu półtora miesiąca od ukazania się numeru.

Bardzo proszę o jak najkrótsze opisy i przejrzyste schematy blokowe i ideowe.

Przypominam, że pomysłodawcy zadań publikowanych w „Szkole" także otrzymują nagrody.

Dostaję ciągle propozycje zadań, ale większość z nich niestety nie nadaje się do tego działu. Problem w tym, że „Szkoła" ma uczyć rozwiązywania problemów spotykanych w życiu za pomocą elektroniki.

Wiele propozycji zadań polega po prostu na zaprojektowaniu konkretnego układu elektronicznego. Przykładowo – kilkunastu kolegów zaproponowało, by zadaniem było zaprojektowanie jakiejś przystawki do miernika uniwersalnego. Nie jest to dobry pomysł.

Konstrukcja jakichkolwiek przyrządów (przystawek) pomiarowych wymaga dużej wiedzy i doświadczenia konstruktorskiego. W przeciwnym wypadku przyrząd będzie niedokładny i zupełnie nie spełni swej roli. Tymczasem większość uczniów naszej „Szkoły" to jeszcze nie konstruktorzy, tylko kandydaci na konstruktorów i nie można od nich wymagać głębokiej znajomości niuansów warsztatu konstruktora.

Zadanie tego typu stanowi także doskonałą okazję dla grafomanów – niepoprawnych przepisywaczy i przerysowywaczy cudzych projektów. Niewątpliwie tacy nieuczciwi „uczniowie" nadeślą schematy zerżnięte z krajowej i zagranicznej literatury.

Zadanie powinno przedstawiać problem, który da się rozwiązać przy użyciu różnych układów, niekoniecznie własnego pomysłu, ale także układów z literatury lub gotowych urządzeń fabrycznych.

Chodzi o to, by uczestnicy wykazali się twórczym myśleniem, a nie głęboką wiedzą konstruktorską.

Czekam więc na tego typu propozycje zadań.

Rozwiązanie zadania nr 20

Tematem zadania 20 było zaprojektowanie układu sygnalizującego, że drzwi lodówki są zbyt długo otwarte.

Ogólnie zadanie można ocenić jako bardzo łatwe.

Otrzymałem dużo rozwiązań, z których zdecydowana większość (ponad 95%) przedstawiała proste układy czasowe, współpracujące z jednej strony z fotoelementem lub kontaktronem, a z drugiej strony z brzęczykiem piezo.

W naszej „Szkole" macie się czegoś uczyć.

Czego można się nauczyć z analizy rozwiązań tak prostego zadania?

Przede wszystkim chcę zwrócić uwagę na błędy, które wielu z was popełnia nagminnie. Chodzi mi o stosunek uzyskanych efektów do kosztów i nakładu pracy.

Duża część uczestników, świadomie, czy może nieświadomie założyła, że dobry projekt musi być rozbudowany. Jeśli to jest konkurs, to praca musi być obszerna, a układ – jak najbardziej skomplikowany.

I to jest duży błąd!

Część takich zbyt rozbudowanych układów została zdyskwalifikowana już przy pierwszym czytaniu prac.

Nie znaczy to, że propozycje wszystkich osób wymienionych w artykule są pod tym względem wzorowe. Zdyskwalifikowałem tylko prace zawierające rażące przykłady bezsensownego rozbudowywania układu.

Do projektów wielu uczestników wymienionych z imienia i nazwiska też można słusznie mieć zastrzeżenia. Właśnie dlatego przy opisie rozwiązań nie wgłębiam się w szczegóły większości układów.

Niestety, przerost formy nad treścią dał o sobie znać przy okazji tego zadania, jak nigdy dotąd.

Muszę przyznać, że jest to typowy błąd popełniany przez bodaj wszystkich początkujących, a także wielu bardziej zaawansowanych konstruktorów.

Podstawową przyczyną jest brak dokładnej analizy na początku pracy, i brak podobnej analizy po spłodzeniu układu. Tymczasem należało uświadomić sobie, że funkcja spełniana przez układ jest bardzo prosta: wykrycie zdarzenia i opóźnienie reakcji sygnalizatora. Prawie wszystkie rozwiązania opierały swe działanie albo na styku, uruchamianym po otwarciu drzwi, albo fotoelemencie.

I oto wielu uczestników do zrealizowania takich prostych funkcji potrzebowała kilku układów scalonych! Zgroza!

Wszystkim kandydatom na konstruktorów, w tym osobom, które już mają na sumieniu pewną liczbę własnych konstrukcji, zdecydowanie doradzam przeprowadzanie wnikliwej analizy wstępnej, dokładnie określającej zadania układu. Właśnie wtedy warto się zastanowić, jak zrealizować te zadania w jak najprostszy sposób, przy użyciu minimalnej liczby, możliwie tanich elementów.

Potem, gdy układ już powstanie i działa, warto jeszcze raz zastanowić się, czy aby nie można go odchudzić? Wiem z własnego doświadczenia, że bardzo często jest to możliwe. Powiem więcej: czasem dopiero wtedy okazuje się, że cały układ można było zbudować dużo, dużo prościej. Konstruktor staje przed dylematem: pozostać przy starym, zbyt rozbudowanym układzie, czy wykonać nowy, znacznie lepszy.

Trzeba tu wziąć pod uwagę szereg czynników, ale w większości przypadków radziłbym wykonać nowy układ. Zwłaszcza, jeśli chodzi o układy związane ze „Szkołą konstruktorów". Właśnie w ten (może trochę uciążliwy) sposób nabywa się praktycznego doświadczenia.

Rozważania takie warto przeprowadzić w fazie przygotowania projektu na papierze, wtedy nie trzeba drugi raz budować układu.

Właśnie umiejętność uproszczenia układu do niezbędnego minimum (przy zachowaniu jego funkcji) jest niezwykle cenną cechą dobrego konstruktora.

Nabierzcie więc zwyczaju analizowania układu pod kątem minimalizacji liczby elementów i kosztów.

Żadnych recept wam tu nie podam – sami musicie popracować nad nabraniem dobrych zwyczajów w tym zakresie.

Rozwiązania

W ogromnej większości listów słusznie proponujecie wykorzystanie brzęczyka piezo z wbudowanym generatorem. Minus mogą sobie postawić wszyscy ci, którzy zaproponowali membrankę piezo i oddzielny generator.

Kilka osób chce wykorzystać układ scalony – generator melodyjek UM66 lub VT66. Pomysł w sumie chyba i dobry, ale należy liczyć się z głośnością znacznie mniejszą, niż ze zwykłego brzęczyka z generatorem, co jednak jest pewną wadą.

W roli czujnika większość uczestników proponuje fotoelementy. Mniejsza grupa radzi zastosować kontaktrony.

Rozważmy sprawę fotoelementów.

Prawie wszyscy, którzy je zaproponowali, chcą umieścić układ wewnątrz lodówki. Zapalenie żarówki pobudzi układ. Idea w zasadzie dobra, ale zgodnie z warunkami zadania, trzeba wówczas zastosować zasilanie bateryjne. Na ile wystarczy bateria?

Zwykła bateria 9-woltowa kosztująca 2...3 zł ma pojemność około 100mAh. Jeśli w spoczynku układ będzie pobierał, przypuśćmy 0,5mA, to bateria wystarczy na 200 godzin pracy. 200 godzin, czyli nieco ponad 8 dni. W ciągu roku potrzebne więc byłoby ponad 40 takich baterii, a ich koszt sięgnie miliona starych złotych.

Milion złotych rocznie za system ostrzegawczy o wątpliwej przydatności.

Każdy przyzna, że to kiepski pomysł!

Nikt takiego wynalazku nie zaakceptuje.

Z przykrością informuję, że znaczna część proponowanych układów pobierałaby jeszcze więcej prądu, niż wspomniane 0,5mA. Byli tacy koledzy, którzy chcieli stosować w sygnalizatorach zasilanych z baterii zwykłe kostki 555, wzmacniacze operacyjne TL082, układy TFMS5360 i inne prądożerne układy scalone.

Wszyscy, którzy zapomnieli o sprawie zasilania swoich przełączników fotoelektrycznych, mogą sobie postawić duży minus.

Chciałbym jednak pochwalić wszystkich tych, którzy chcieli zastosować w układzie wyłącznie kostki CMOS i fotoelementy włączone w ten sposób, by całość w ciemności praktycznie nie pobierała prądu (poniżej 1µA).

Rzeczywiście taki układ łatwo zrobić, i wtedy jedna dobra alkaliczna bateryjka z powodzeniem starczy na ponad dwa lata pracy. Czynnikiem sprzyjającym trwałości jest w tym wypadku niska temperatura. Co prawda bateria ma wtedy znacznie większy opór wewnętrzny, ale szkodliwe procesy samorozładowania zachodzą znacznie wolniej i trwałość baterii zdecydowanie się zwiększa.

A oto niektórzy koledzy, którzy zaproponowali co bardziej udane układy (choć w większości obarczone niektórymi wymienionymi błędami) zawierające fotoelementy: **Jarosław Tarnawa** z Godziszki, **Rafał Oleskowicz** z Libiąża, **Paweł Kupiec** z Zabrza (Pawła muszę pochwalić za bezbłędny schemat), **Jarosław Chudoba** z Gorzowa Wlkp, **Michał Kobierzycki** z Grójca, **Adam Grodecki** z Łodzi, **Karol Gryś** z Borka, **Mateusz Kawałkiewicz** z Tuliszkowa (o ile dobrze odcyfrowałem dane) i **Piotr Marciniak** ze Stegny.

Drugą dużą grupą były układy wykorzystujące styki, zwłaszcza kontaktrony.

Tu większość proponowała umieszczenie magnesu na drzwiach, a kontaktronu na obudowie lodówki. Rzeczywiście takie rozwiązanie jest bardzo sensowne, zwłaszcza, jeśli elementy te zostaną umieszczone na dole, by nie psuć wyglądu lodówki jakimikolwiek kabelkami, czy innymi dodatkami. Nikt nawet słowem nie wspomniał o próbie wykorzystania magnesu istniejącego w każdej lodówce – przecież gumowa uszczelka naokoło drzwi ma właściwości magnetyczne, to przecież dlatego drzwi tak dobrze i szczelnie przylegają do metalowej obudowy. Czyżby nikt nie przeprowadził stosownych prób? A może tylko zapomnieliście o nich napisać?

Ja przeprowadziłem stosowne próby i stwierdzam, iż w mojej lodówce (prod. Siemens) nie da się wykorzystać tego sposobu. Owszem, kontaktron zwiera styki, ale musi być ustawiony prostopadle do osi uszczelki. Przy jedynym dopuszczalnym ze względów praktycznych ustawieniu wzdłuż uszczelki, kontaktron niestety nie łapie.

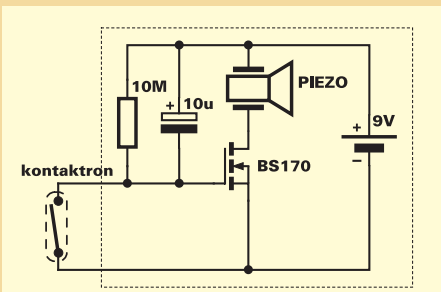
W każdym razie kontaktron i magnes to sensowne rozwiązanie. Przy umieszczeniu czujnika i układu na zewnątrz lodówki, można zastosować zasilacz sieciowy i wtedy kwestia poboru prądu przestaje istnieć.

W przypadku zasilania bateryjnego też nie jest to duża przeszkoda, bo przecież zawsze można zastosować szeregowy rezystor o wartości przynajmniej 10MΩ i wtedy pobór prądu będzie wynosił 1μA lub mniej.

W zasadzie lepszym rozwiązaniem byłoby wtedy zastosowanie styku zwieranego po otwarciu drzwi lodówki, ale jak wiadomo, kontaktrony ze stykiem przełącznym spotyka się rzadko.

Jeśli chodzi o układy opóźniające, to zaproponowaliście szereg godnych uwagi rozwiązań.

Na przykład **Olek Szymczak** z Barlinka z powodzeniem wykorzystał gotowy układ opisany w EdW 3/96. Schemat pokazany jest na **rysunku 1**.



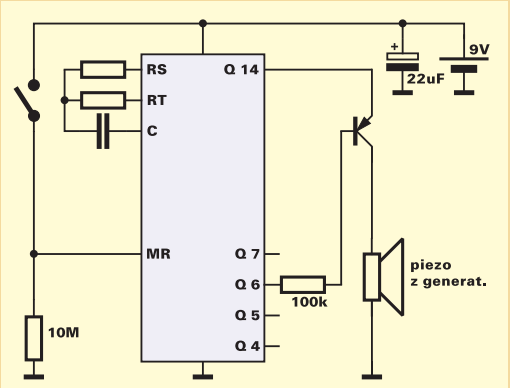
Rys. 1. Najprostszy sygnalizator z tranzystorem MOSFET

Podobny układ, ale z tranzystorem bipolarnym zaproponował **Daniel Łukiewicz** z Suchania. Tranzystor bipolarny jest jednak gorszy do tego zastosowania ze względu na prąd bazy i ograniczone wzmocnienie prądowe. Ewentualnie można spróbować użyć dwóch tranzystorów w układzie Darlingtona.

Układy z tranzystorami mają jednak pewną drobną wadę – dźwięk narasta stopniowo i jest ciągły.

Żeby dźwięk został włączony nagle, trzeba zastosować układ scalony: na przykład bramki kostki 4093, albo licznik 4060.

Niewątpliwie bardziej przenikliwy jest dźwięk przerywany. Do tego celu nie trzeba stosować oddzielnego generatora. Wystarczy zastosować układ z **rysunku 2**. Tu znów muszę stwierdzić, że w większości prac niepotrzebnie stosowaliście dodatkowe elementy. Dodatkowe tranzystory wykonawcze nie są potrzebne – brzęczyk piezo z generatorem wystarczyłoby dołączyć wprost do wyjścia CMOS. Tranzystor w układzie z rysunku 2 nie jest wzmacniaczem, tylko pełni rolę bramki. Tu chciałbym pochwalić **Grzegorza Grębskiego** z Ołpin, który jako jeden z nielicznych prawidłowo włączył brzęczyk wprost do wyjścia licznika.



Rys. 2. Sygnalizator z kostką CMOS 4060

W układzie z rysunku 2 niepotrzebne są układy kształtujące sygnał ze styku kontaktronu, proponowane przez kilku kolegów, którzy widać przejęli się problemem drgań styków, a nie zrozumieli do końca istoty problemu. Nawet gdyby przy łączeniu styku kontaktronu wystąpiły szkodliwe drgania i licznik zliczyłby kilka, czy nawet kilkadziesiąt impulsów więcej lub mniej, to i tak nie ma znaczenia, jeśli zliczanie w sumie kilka czy kilkanaście tysięcy taktów oscylatora (213 lub 214). Należy zresztą zauważyć, że styk kontaktronu współpracuje z wejściem zerującym – licznik zostanie uruchomiony dopiero po zakończeniu się wszelkich ewentualnych drgań styków.

Wśród pomysłodawców układów wykorzystujących styki chciałbym jeszcze wspomnieć o **Marcinie Pilarskim** ze Złotowa, **Robercie Szymaszku** z Bielska-Białej, **Alanie Bogusiewiczu** z Opoczna i **Tomaszu Marcinkowskim**.

11-letni **Aleksander Mielczarek** z Łodzi otrzyma drobny upominek za swój prosty projekt z kostką 4060.

Ciekawe spostrzeżenia zawarł w swym liście **Dariusz Knull** z Zabrza. Po przeprowadzeniu analizy zdecydował się na prosty układ zawierający jedynie kostkę CMOS 4047, rezystor, trzy kondensatory i brzęczyk. Dariusz wypróbował swój układ i zastosował styki zwierane przy otwarciu drzwi lodówki. Styki wykonał we własnym zakresie z nierdzewnej blachy pochodzącej z... puszki po Coca-Coli. Za swą pracę Dariusz otrzymuje drobny upominek.

Marek Tokarski z Giżycka również podzielił się praktycznymi uwagami. Konieczność zastosowania do sterowania sygnalizatora oddzielnego styku uzasadnia faktem, że w wielu lodówkach żarówka jest zapalana dopiero po otwarciu drzwiczek na szerokość 7...8cm (w jego lodówce 7,1cm). Nietrudno wtedy o sytuację, gdy drzwi są uchylone na szerokość 5...7cm i sygnalizator nie zadziała. Marek proponuje także stosowanie sygnalizatora włączanego bez opóźnienia, pracującego przez cały czas otwarcia drzwi. Warto rozważyć taki sposób przynaglający do szybszego zamknięcia lodówki.

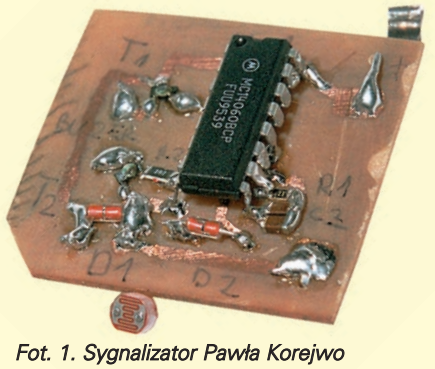
Jak zwykle ciekawymi uwagami podzielił się **Marian Jarek** z Ołpin. Po przedstawieniu scenariusza dla przypadku najgorszego z możliwych, również zdecydował się na kostkę 4060. Jedna z jego propozycji układowych pokazana jest na **rysunku 3**. Marian zadbał o podwójne zasilanie, jednak schemat zawiera błąd – przy stosowaniu zasilania z dwóch źródeł przez dwie diody, prąd jest pobierany ze źródła, które ma aktualnie wyższe napięcie. Świeża bateria 9-woltowa może mieć ponad 10V i najpierw ona zostanie niepotrzebnie rozładowana do napięcia równego napięciu stabilizatora. W takich sytuacjach należy zastosować stabilizator na napięcie 12V (minimum 10,5V), a więc 78L12.

Inne rozwiązania

Kilku kolegów poszło innymi tropami.

Adam Tabaka z Praszki zaproponował wykorzystanie gotowego przekaźnika czasowego produkcji firmy Relpol. Idea dobra, ale taki przekaźnik jest po pierwsze drogi, po drugie pobiera sporo prądu. Chyba lepiej będzie zbudować prościutki układ, do którego podzespoły kosztować będą około 2 złote.

Na przykład **Paweł Korejwo** z Jaworzna, który również zdecydował się na układ 4060 (niepotrzebnie dodał tranzystory sterujące), do zasilania wykorzystał rzadko spotykany sposób. Paweł przysłał prosty układzik pokazany na **fotografii 1**.

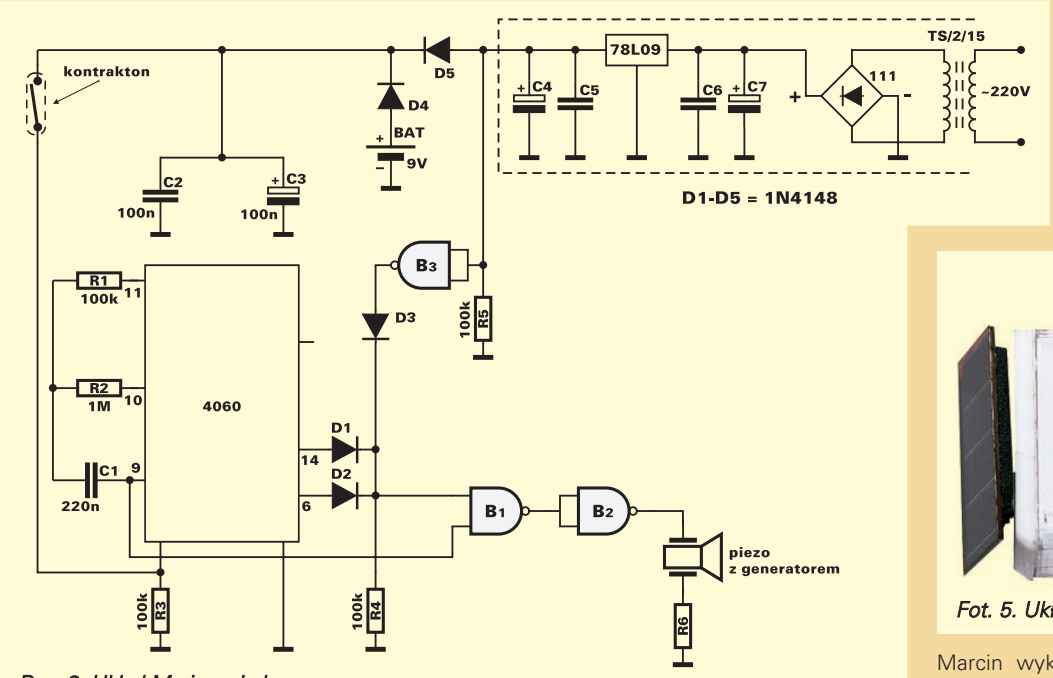


Fot. 1. Sygnalizator Pawła Korejwo

Jeden z nadesłanych schematów jest pokazany na **rysunku 4**.

Napięcie do zasilania sygnalizatora jest brane z rezystora włączonego w szereg z żarówką. Pomimo niespełnienia moich zaleceń dotyczących nieingerowania w układ elektryczny lodówki, oraz pomimo wcześniej podanych zastrzeżeń, doceniłem oryginalność tego jakże prostego pomysłu i bez wahania przyznałem Pawłowi część głównej puli nagród.

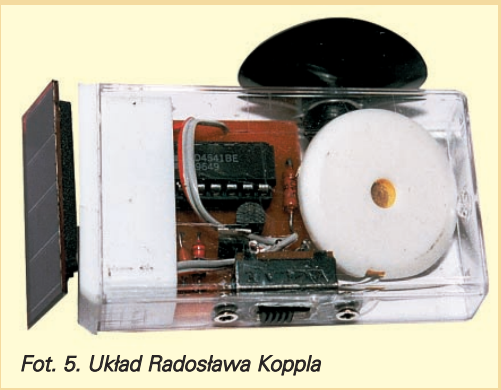
Rozważania dotyczące różnych sposobów realizacji sygnalizatora przysłał także **Jakub Betiuk** z Łowicza. Oprócz układu z fotodiodą, zaproponował także budowę alarmu termicznego, wykrywającego wzrost temperatury we wnętrzu lodówki. Można się zastanawiać nad celowością takiego układu, ja osobiście uważam, że nie warto kompliko-



Rys. 3. Układ Mariana Jarka

4060 i fotorezystor, ale niepotrzebne zastosował bramki w charakterze generatorów. Za staranne wykonanie modelu Mariusz (który zapowiada się na dobrego konstruktora) otrzymuje drobny upominek.

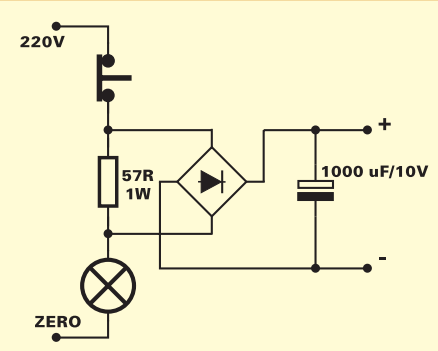
Fotografia 4 pokazuje sygnalizator **Marcina Stępnia** z Gorzowa.



Fot. 5. Układ Radosława Koppla

Marcin wykorzystał kostkę 4001 pracującą w układzie uniwibratora. Z uwagi na wpadkę z elektrolitem pozostającym w spoczynku bez napięcia, nie mogę tym razem przyznać Marcinowi nagrody.

Główną nagrodę tego wydania naszego konkursu otrzyma natomiast 14-letni **Radosław Koppel** z Gliwic. Jego układ pokazany jest na **fotografii 5**. Sygnalizator nie posiada baterii ani zasilacza – zasilany jest fotoogniwem (wymontowanym zapewne ze starego kalkulatora). Elementem wykonawczym jest membranka piezo sterowana przez układy 4541 i UM66. Choć głośność dźwięku jest nieduża (należało raczej zastosować zwykły brzęczyk z generatorem albo do kostki UM66 membranę z tubą), układ rzeczywiście działa! Radkowi gratuluję pomysłu!



Rys. 4. Fragment układu Pawła Korejwo

wać sprawy – sensowny prosty układzik z fotoelementem lub kontaktronem uważam za optymalny.

Niektórzy koledzy zastanawiali się też, czy sygnalizator nie powinien również sygnalizować braku prądu w sieci, i związanego z tym wzrostu temperatury. Sygnalizować może, tylko co to da jeśli i tak nie ma prądu?

Dwóch kolegów proponuje krok w zupełnie innym kierunku: wykonanie układu z silnikiem, który po prostu zamykałby niedomknięte drzwi. Zgadzam się z kolegami, że do zamknięcia drzwi potrzeba naprawdę niewielkiej siły, jednak obie propozycje nie mają szans na długą i bezawaryjną pracę. A po co budować skomplikowany system mechaniczny, który ulegnie zniszczeniu przy szarpnięciu drzwi przez jakiegoś nerwowego domownika.

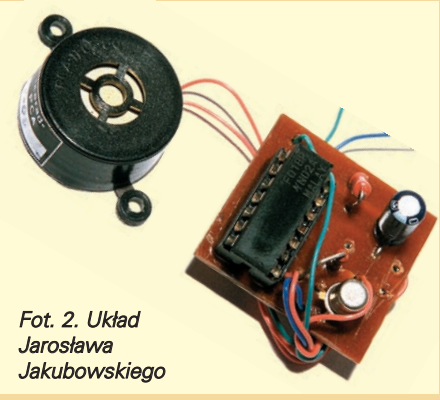
Fot. 3. Sygnalizator Mariusza Ciołka

Rozwiązania praktyczne

Otrzymałem kilka modeli.

Fotografia 2 przedstawia układ Jarosława Jakubowskiego wykorzystujący fotoelement i dwa inwertery.

Na **fotografii 3** widać układ **Mariusza Ciołka** z Kownacisk. Mariusz wykorzystał kostkę



Fot. 2. Układ Jarosława Jakubowskiego

Fot. 4. Sygnalizator Marcina Stępnia

Podsumowanie

Jak wspomniałem na wstępie, ogólnie biorąc jestem zadowolony z prac. Widzę, że niektórzy koledzy naprawdę szybko się uczą i stosują wskazówki podawane zarówno przy okazji poprzednich zadań, jak i innych artykułów EdW.

Jak zawsze zachęcam do praktycznych prób.

Nagrodami z zadania 20 są zestawy elementów elektronicznych ufundowane przez Korporację AVT.

Jestem przekonany, że dwaj zwycięzcy tego wydania naszego konkursu potrafią je właściwie wykorzystać.

Główną pulę nagród rozdzielą pomiędzy siebie **Radosław Koppel** i **Paweł Korejwo**.

Natomiast **Dariusz Knull**, **Aleksander Mielczarek** i **Mariusz Ciołek** otrzymają upominki w postaci drobnych kitów AVT.

Pozdrawiam wszystkich uczestników i sympatyków „Szkoły".

Wasz Instruktor
Piotr Górecki

FORUM CZYTELNIKÓW

Forum Czytelników ma służyć celom edukacyjnym, wymianie doświadczeń i pomysłów.
Zasady są następujące:

- **publikujemy wyłącznie projekty opracowane samodzielnie i nigdzie dotychczas nie publikowane (należy dołączyć stosowne oświadczenie z własnoręcznym podpisem);**
- **oprócz tekstu i rysunków, prosimy przysłać działający model lub jego fotografie (model odeślemy);**
- **publikacja projektu nie oznacza jego pozytywnej oceny przez redakcję EdW, lecz stanowi punkt wyjścia do publicznej dyskusji nad proponowanym rozwiązaniem. Etap dyskusji nazywany „Dogrywką", trwa dwa miesiące. W tym czasie oczekujemy nie tylko listów z uwagami krytycznymi, ale przede wszystkim propozycji innych, lepszych rozwiązań (tym razem wystarczy schemat z opisem działania układu);**
- **nagroda za opublikowany projekt wynosi 100 zł (brutto) za stronę artykułu w EdW. Nagroda nie zostanie przyznana, jeśli „Dogrywka" wykaże, iż projekt stanowi plagiat. Jeśli w "Dogrywce" zostaną zaproponowane lepsze rozwiązania, wówczas część nagrody (w proporcji uznanej przez redakcję EdW) zostanie przyznana autorom lepszych rozwiązań.**

Prosimy też o załączenie do projektu fotografii paszportowej i kilku zdań życiorysu.
Prosimy nie przysyłać opisów urządzeń, które powstały tylko na papierze, a nie zostały zrealizowane w praktyce. Znamy się trochę na elektronice i wiemy, że większość takich układów nie będzie działać. Stąd nasza prośba o model lub przynajmniej fotografię modelu.

*Nazywam się **Paweł Fecko**, chodzę do piątej klasy technikum elektronicznego w Nowym Sączu. Elektronika zawsze dla mnie była czymś, co bardzo mnie inspirowało i pobudzało do dalszych eksperymentów. Dzięki Elektronice dla Wszystkich mogę sprawdzić się przy rozwiązywaniu różnych elektronicznych problemów w ramach tzw. Szkoły Konstruktorów oraz samodzielnie budować układy, które Wy starannie i obiektywnie oceniacie. Takie podejście do czytelników bardzo mocno mobilizuje nas do wytężonej i ciężkiej (w pozytywnym słowa tego znaczeniu) pracy.*

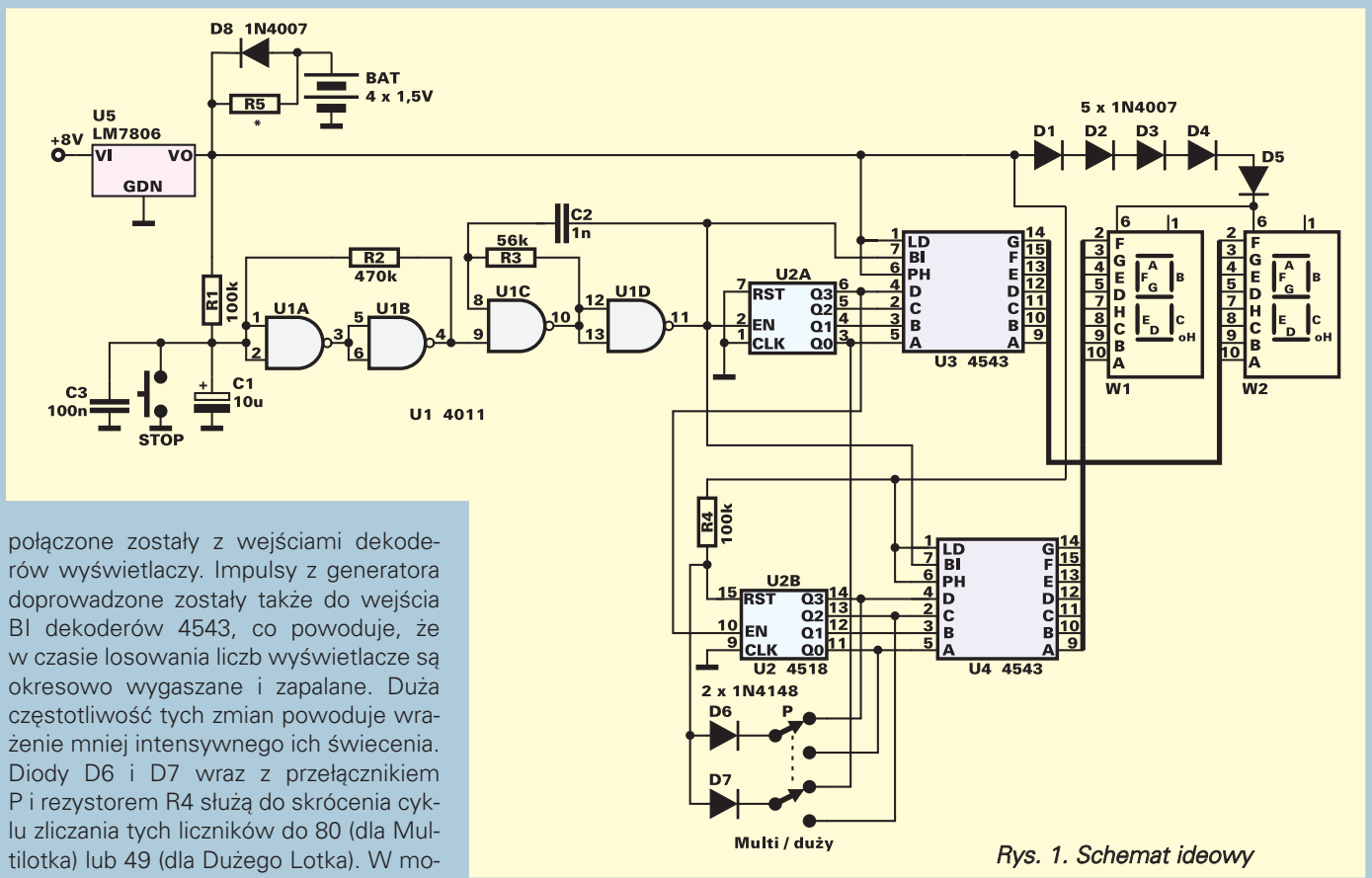
Automat losujący

Oglądając czasami losowania gier liczbowych prowadzonych przez LOTTO (Multilotka, Dużego Lotka i Expres Lotka) postanowiłem skonstruować prosty układ losujący. Kładąc główny nacisk na prostotę układu zbudowałem prototyp, którego schemat przedstawia rysunek 1.

Jak widać układ zawiera tylko 5 tanich i ogólnie dostępnych układów scalonych (wliczając stabilizator napięcia) i kilka elementów biernych.

Zasada działania

Bramki U1A i U1B wraz z elementami R1, R2 i C1 tworzą przerzutnik monostabilny wyzwalany przy pomocy przycisku STOP. Długość generowanego impulsu zależy od elementów R1 i C1 i wpływa na czas wyświetlanego wyniku. Po około 5 sekundach od włączenia układu napięcie na kondensatorze C1 jest zbliżone do napięcia 6V. Powoduje to, iż generator zbudowany na bramkach U1C i U1D zostaje odblokowany (na wejście bramki U1C podany stan wysoki) i na jego wyjściu uzyskujemy impulsy prostokątne, które są zliczane w kaskadowo połączonych licznikach dwójkowych U2A i U2B. Pominę analizę, dlaczego zamiast standardowego wyboru wejście zliczającego CL wybrałem wejście EN, gdyż temat ten był już wielokrotnie poruszany na łamach Elektroniki dla Wszystkich. Zliczone impulsy reprezentują liczby w formacie BCD na wyjściach tych układów, które



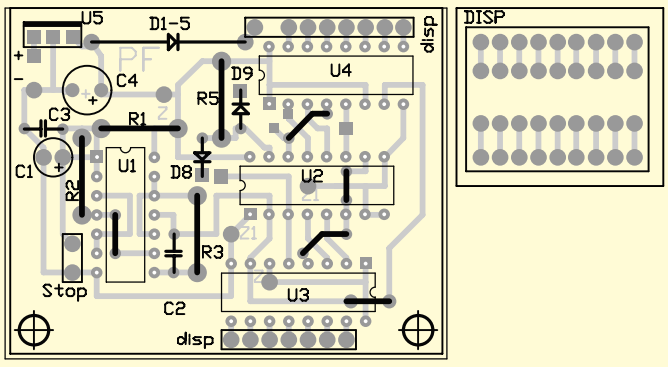
Rys. 1. Schemat ideowy

połączone zostały z wejściami dekoderów wyświetlaczy. Impulsy z generatora doprowadzone zostały także do wejścia BI dekoderów 4543, co powoduje, że w czasie losowania liczb wyświetlacze są okresowo wygaszane i zapalane. Duża częstotliwość tych zmian powoduje wrażenie mniej intensywnego ich świecenia. Diody D6 i D7 wraz z przełącznikiem P i rezystorem R4 służą do skrócenia cyklu zliczania tych liczników do 80 (dla Multilotka) lub 49 (dla Dużego Lotka). W momencie osiągnięcia przez licznik stanu 81 na wyjściach Q3 licznika U2B oraz Q0 licznika U2A panuje stan wysoki, który powoduje zatkanie diod D6 i D7. Zatkane diody wymuszają stan wysoki na wejściu RESET licznika U2A, co powoduje że, impulsy są zliczane od zera.

Kiedy chcemy wylosować liczbę naciskamy przycisk STOP. W konsekwencji kondensator C1 zostaje rozładowany, na wyjściu bramki U1B panuje stan niski blokujący generator (z bramek U1C i U1D). Stan liczników jest taki jak w momencie bezpośrednio przed naciśnięciem przycisku. Liczba zliczonych impulsów jest przekazywana do dekoderów U3 i U4. Na wyjściu bramki U1D panuje stan niski, który podany na wejście BI dekoderów wyświetlaczy powoduje mocne ich świecenie. Aby zmniejszyć moc strat w tych dekoderach, w szereg z zasilaniem anod wyświetlaczy włączono 5 diod prostowniczych (D1-D5). Stan ten trwa do momentu, gdy napięcie na kondensatorze C1 osiągnie wartość umożliwiającą przejście wyjścia bramki U1A w stan niski. W tym momencie generator zostaje odblokowany i impulsy są znów zliczane w licznikach U2A i U2B. Cały cykl się powtarza.

Dla zaawansowanych: możliwości zmian

Użycie uniwersalnych sterowników wyświetlaczy umożliwia zastosowanie w roli wskaźników zarówno wyświetlaczy LED ze wspólną anodą (jak w urządzeniu modelowym) jak i katodą (po zmienienie kierunku umieszczenia diod D1-D5 oraz dołączeniu ich do masy) oraz wyświetlaczy ciekłokrystalicznych. Przy stosowaniu wyświetlaczy LCD należy na wejście wygaszające BI dekoderów 4543 oraz na elektrodę wspólną podać sygnał prostokątny o częstotliwości od 30 do 200 Hz. Po dodaniu jednej diody oraz przełącznika dwupozycyjnego trzystanowego dwusekcyjnego możliwe jest wyposażenie automatu losującego w jeszcze jeden zakres – dla losowań Expres Lotka. Szczegóły wykonania pozostawiam zaawansowanym konstruktorom.



Rys. 2. Schemat montażowy

W egzemplarzu modelowym w roli liczników zastosowano układ 4520 – dwa liczniki BCD, co wiązało się z koniecznością zastosowania dwóch diod skracających cykl zliczania z 16 do 10.

Paweł Fecko

Programator EPROM w do Amigi C-64 i PC

Przedstawiam Wam, Drodzy Czytelnicy, uniwersalny programator do Amigi, C-64 i PC. Urządzenie jest o tyle przydatne, że w EdW rozwija się cykl artykułów o procesorze 8051, a do oprogramowania dla Amigi jest dołączony między innymi kopilator assemblera tegoż procesora.

Wymagania programu: Amiga: OS2.04+, 1MB RAM, zalecany twardy dysk C-64: Napęd dyskowy 5,25 cala.

Charakterystyka programatora:

1) Odczyt pamięci: 2716, 2732, 2764, 27128, 27256, 27512, 2816, 2864, 28256 (także wersja C-MOS).
2) Zapis pamięci: 2732, 2764, 27128, 27256, 27512, 2816, 2864, 28256 napięciami 12, 21, 25 woltów, inteligentnym algorytmem FAST.
3) Weryfikacja ww. pamięci.
4) Konfiguracja z komputera (brak jakichkolwiek przełączników).
5) Dioda sygnalizująca stan pracy programatora.
6) Pełne zabezpieczenie portów CIA.
7) Procedury programowania napisane w języku maszynowym.
8) Zasilanie programatora: +9...+15V/300mA.
9) Współpraca z C-64 i PC (po zastosowaniu odpowiedniego kabelka).

W kolejnych wersjach oprogramowania przewiduje się:

1) Testowanie pamięci RAM: 6116, 6264, 62256.
2) *Programowanie układów GAL.
3) *Programowanie szeregowych EPROMów.
4) Programowanie EPROM 27512 algorytmem PRESTO (50 s.).
5) Zapis plików w formacie IntelHex.
6) Elektroniczną sygnaturę.

Pozycje oznaczone * wymagają adaptera.

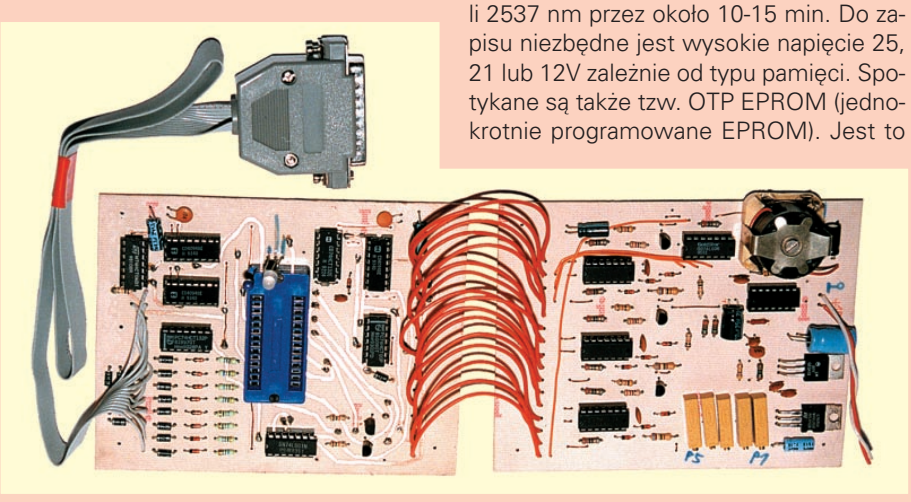
Warto zaznaczyć, że strona sprzętowa została zbudowana na wyrost i realizacja ww. funkcji nie wymaga rozbudowy urządzenia. Po zastosowaniu adaptera (bez układów scalonych) jest możliwe programowanie układów 2716. Jeśli użytkownicy będą zainteresowani, odpowiednia przystawka zostanie opracowana wraz z programem sterującym.

W kolejnej wersji urządzenia przewiduje się zamianę zabezpieczenia diodowo-rezystorowego bramą 74HCT254.

Po zastosowaniu adaptera jest możliwe programowanie układów 2716. Jeśli użytkownicy będą zainteresowani, odpowiednia przystawka zostanie opracowana wraz z programem sterującym.

Pamięci EPROM

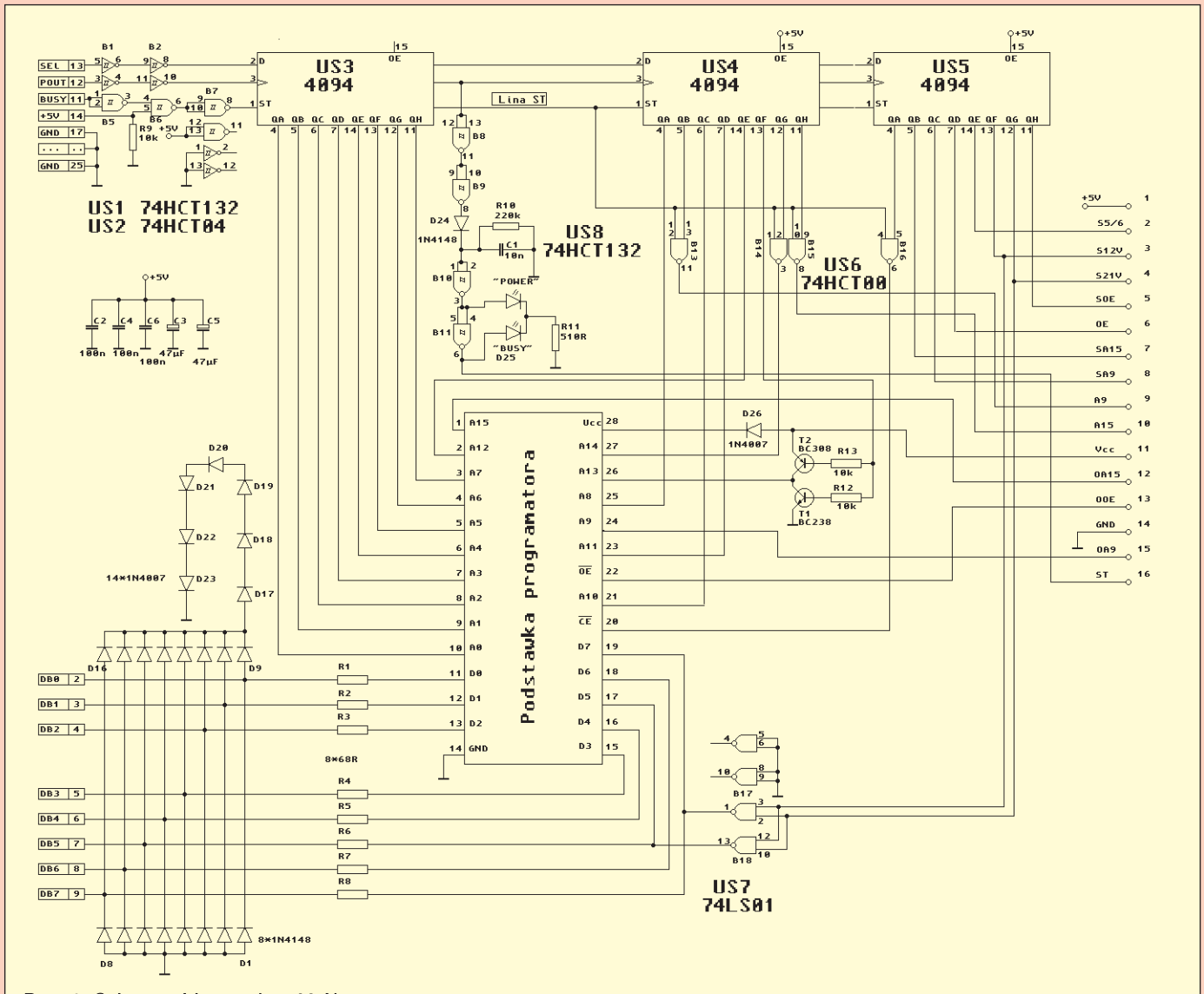
W pamięci EPROM jako komórkę pamiętającą wykorzystano prawie idealny kondensator, który zachowuje swój ładunek przez ponad 10 lat. Aby ją skasować, należy naświetlić strukturę promieniowaniem ultrafioletowym o długości fali 2537 nm przez około 10-15 min. Do zapisu niezbędne jest wysokie napięcie 25, 21 lub 12V zależnie od typu pamięci. Spotykane są także tzw. OTP EPROM (jednokrotnie programowane EPROM). Jest to



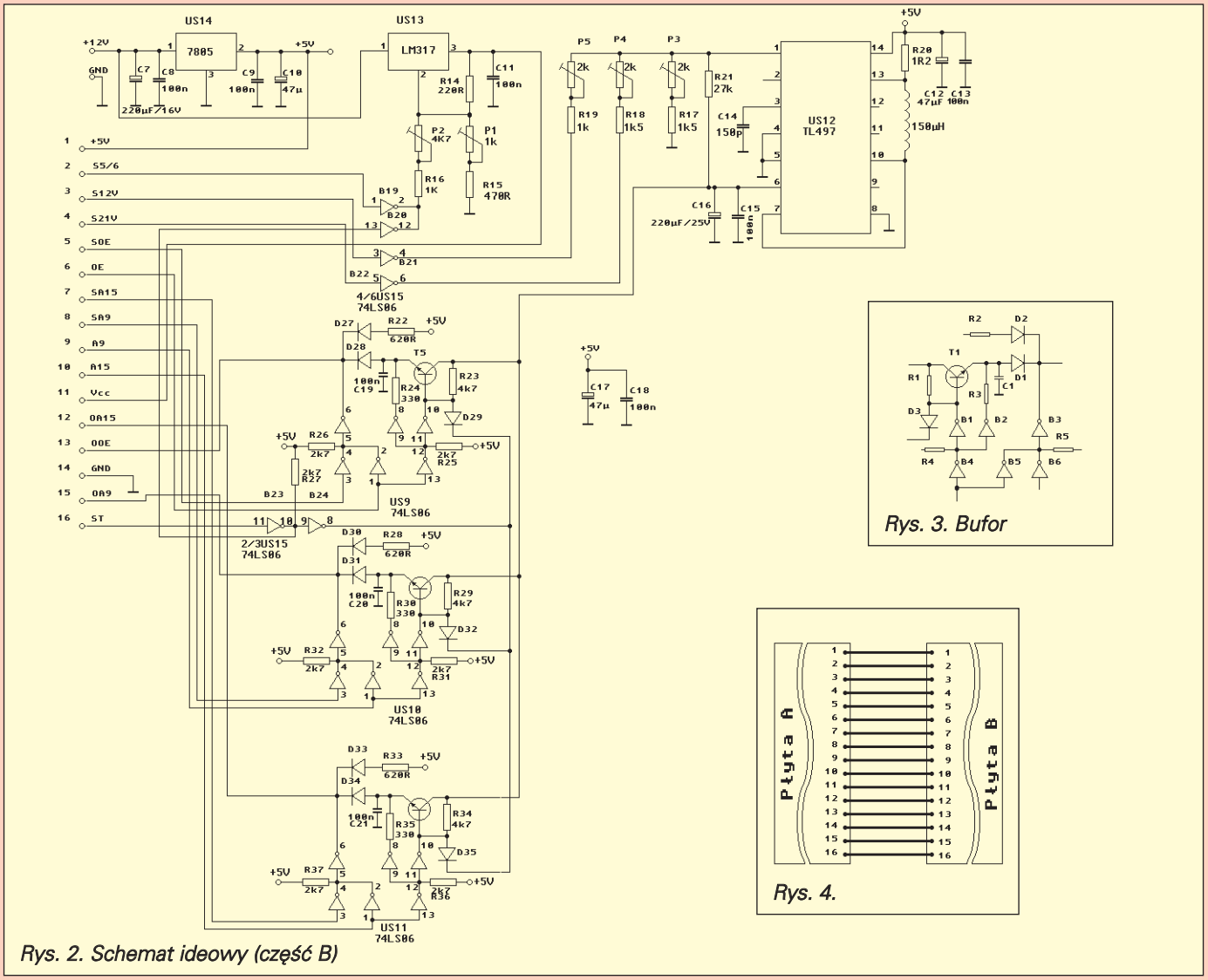
zwykła EPROM bez okienka kwarcowego do naświetlania struktury promieniowaniem ultrafioletowym. W przypadku, informacja ma być zmieniana od czasu do czasu, jednocześnie zapamiętana podczas przerw w zasilaniu stosowanie EPROM byłoby kłopotliwe (zewnętrzny programator, kasownik ultrafioletowy). Zmusiło to konstruktorów do opracowania nowego typu nazwanego EEPROM (elektrycznie programowana ROM). Budowa i zasada działania jest podobna do EPROM, z tą różnicą, że kasowanie, zapis odbywa się dla każdej komórki osobno. Napięcie programujące jest wytwarzane wewnątrz struktury układu. Ze względu na stosunkowo długi czas kasowania EEPROM (10ms na bajt) opracowano FLASH EPROM, gdzie proces kasowania odbywa się dla całego bloku. Omówmy dokładnie proces zapisu EPROM. Pierwszym stosowanym algorytmem dla pamięci o pojemnościach do 4KB było programowanie impulsami 50ms. Wszystko byłoby pięknie, gdyby nie nowe pamięci o pojemnościach do 32KB. Jak łatwo wyliczyć programowanie trwałoby 50ms x 32768 = 27 minut. Opracowano nowy algorytm programowania impulsami 1ms i impulsem nadprogramowym. W tym wypadku czas skrócił się do 2 minut. Pamięci od 64KB można programować impulsami 100µs bez impulsu nadprogramowego, co daje zapis kostki 64KB około 50 s. Zapis EEPROM jest prostszy. Po zapisie bajtu uruchamia się wewnętrzna procedura programująca, trwająca zależnie od typu pamięci od 200µs do 10ms. Do czasu zakończenia operacji pamięć jest nieaktywna. Odczyt z podostatniego adresu daje bajt kontrolny.

Budowa i zasada działania

Schemat ideowy programatora pokazany jest na rysunkach 1 i 2. Szeregowy sygnał z portu komputera wpisuje dane do rejestrów 4094. Impuls na linii BUSY przepisuje dane do zatrzasków wyjściowych. W ten sposób jest sterowana większa część linii adresowej programowanej pamięci. Układ z tranzystororami T1, T2 wprowadzono w celu zwiększenia wydajności prądowej dla dostarczenia napięcia zasilającego pamięci w obudowach 24-pinowych. Ze względu na konieczność sterowania wyprowadzeń 1, 24 i 22 trzema napięciami (H, L, napięcie programujące), zastosowano specjalne bufory. Układ bufora przedstawiono na rysunku 3. Stan wysoki na wejściu TTL/Vpp, za pośrednictwem bramek B4, B1, otwiera tranzystor T1, który przez diodę D1 podaje na wyprowadzenie pamięci napięcie z przetwornicy. Dzięki bramce B5, bez względu na stan wejścia H/L, tranzystor wyjściowy bramki B3 jest otwarty, co zabezpiecza go przed zniszczeniem w przypadku pojawienia się niedozwolonej kombinacji na wejściach bufora. Przy niskim poziomie na TTL/Vpp, tranzystor T1 jest zatkany. Sygnał z wejścia H/L steruje bramkami B6, B3. Na wyjściu może pojawić się poziom wysoki (gdy tranzystor bramki B3 jest zatkany, napięcie +5V za pośrednictwem D2 i R2



Rys. 1. Schemat ideowy (część A)



Rys. 2. Schemat ideowy (część B)

Rys. 3. Bufor

Rys. 4.

podawane jest na wyjście) lub niski (gdy tranzystor bramki B3 przewodzi, napięcie +5V odkłada się na R2 i D2). Bramkę B2 użyto w celu szybkiego rozładowania kondensatora C1. Poziom niski na wejściu BLK uniemożliwia pojawienie się napięcia programującego na wyjściu, bez względu na stan wejścia TTL/Vpp. W urządzeniu użyto trzech takich samych układów, po jednym dla wyprowadzeń 1, 24, 22. Algorytm FAST procedury programującej wymaga napięcia zasilającego programowaną pamięć równego 6,25V. W tym celu, poza stabilizatorem +5V do zasilania układów cyfrowych, użyto układu LM317 (US13), aby uzyskać napięcia 5 i 6,25V. Gdy tranzystor wyjściowy bramki B20 jest otwarty, napięcie odniesienia jest określone stosunkiem rezystancji R15+P1 do R14. Niski poziom na wyjściu bramki B20, włącza dodatkowe elementy R16 i P1 na wejście napięcia odniesienia. Powoduje to spadek napięcia na wyjściu stabilizatora. Wyjaśnić należy funkcję spełnianą przez bramkę B19. Umożliwia ona ograniczenie napięcia na wyjściu stabilizatora do +5V, bez względu na stan bramki B20. Napięcie programujące jest wytwarzane przez przetwornicę na układzie TL497 (US12). Bramki B21 i B22 włączają dodatkowe gałęzie rezystorów na wejście napięcia odniesienia, co umożliwia zmianę tego napięcia. Ostatnią ważną sprawą do omówienia są obwody zabezpieczające pamięć i port komputera przed zniszczeniem. Diody D9...D23 i rezystory R1...R8 zabezpieczają port komputera przed napięciem większym niż +5,6V. Może się ono tam pojawić w przypadku przebicia struktury układu programowanej pamięci. D1...D8 odcinają ujemne impulsy napięcia (np. ładunki elektrostatyczne). Niski poziom na linii ST nie dopuszcza (za pośrednictwem bramek B23 i B20) do wzrostu napięcia zasilającego układ ponad 5V oraz pojawienia się napięcia programującego na wyprowadzeniach 1, 22 lub 24 (bramki B23, B24). Ponadto, ze względu na B16, wejście /CE programowanego układu przyjmie poziom wysoki, dzięki czemu programowana pamięć jest nieaktywna. B14 ustawia poziom wysoki na wyprowadzeniu 27 programowanego układu. W niektórych typach pamięci jest to wejście impulsu programującego, a stanem aktywnym jest poziom L. Dzięki tym zabezpieczeniom programowany układ nie ulegnie uszkodzeniu w krytycznych sytuacjach (zawieszenie systemu, przerwa w zasilaniu). Dzięki bramce B6 linia ST znajduje się w stanie niskim, gdy brak napięcia +5V na pinie 14 portu. Sytuacja taka może wystąpić, gdy włączymy zasilanie programatora, a komputer jest wyłączony lub programator jest nie podłączony do komputera. Wysterowanie bramki B17, B18 umożliwiają wykrycie przez program obecności programatora i określenia jego wersji. Na koniec pozostał do omówienia układ US8. Steruje on diodą LED, informującą o stanie zajętości programatora. Gdy dioda świeci na zielono, można wkładać i wyjmować układ z podstawki, gdy na czerwono – operacja ta jest zabroniona i może spowodować uszkodzenie programowanego układu.

Wnikliwy czytelnik zauważy, że bramki B13 i B15 są zbędne i to jest prawda. Pozostały one z pierwszej wersji urzą-

dzenia, a służyły do blokowania napięcia programującego na wyprowadzeniach 1, 22 i 24. Pozostawiono je jednak, aby nie wprowadzać kolejnej wersji oprogramowania. Niektórzy mu zarzucą, że można było zamiast rejestrów 4094 użyć zatrzasków 74HCT574. Zwiększyłaby się wtedy szybkość transmisji. Tak, to prawda, ale port w C-64 skonstruowano tak, że niemożliwe byłoby proste podłączenie zatrzasków ośmiobitowych (Data i CLK w C-64 to wyjścia rejestru szeregowego).

Montaż i uruchomienie

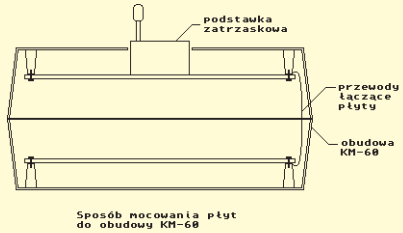
Rozpoczynamy od płyty B. Montujemy wszystkie zwory, a w szczególności tę pod układem US15. W następnej kolejności wlutowujemy diody i rezystory. Teraz możemy zamontować stabilizatory scalone, które montujemy poziomo. Pozostały jeszcze do wlutowania tranzystory i (jeśli chcemy) podstawki pod układy. Na koniec pozostawiamy montaż kondensatorów, poczynając od najmniejszych (gabarytowo). Na koniec pozostawiamy dławik. Niestandardowy sposób montażu jest podyktowany koniecznością zapewnienia niewielkiej wysokości urządzenia. Pozostało wlutować cztery zwory łączące punkty A-A'...D-D' i możemy zabrać się za płytę A. Jeśli nie mamy płytki z metalizacją otworów, to montujemy przelotki, a zwłaszcza te pod układami scalonymi. Gdy płyta ma metalizację, to ominie nas ta, dość pracochłonna, część montażu urządzenia. Następnie montujemy rezystory, diody, podstawki i kondensatory. Na koniec zostawiamy podstawkę zatrzaskową pod EPROM. UWAGA! Nie montujemy tranzystorów T1 i T2. Łączymy płyty pomiędzy sobą 10-cm odcinkami przewodu. Operacja ta jest bardzo prosta. Punkty z jednakowymi oznaczeniami łączymy ze sobą (patrz rysunek 4). Podłączamy zasilacz +8...+15V do punktów oznaczonych na opisie płytek jako „GND" i „+12V" o wydajności min. 300mA. Podstawki pod układy scalone pozostają puste. Kontrolujemy napięcie na nóżce 2 US14 (powinno być 5V ± 5%). Układ powinien być wyposażony w mały radiator. Na wyprowadzeniu 3 US 13 napięcie powinno dać się regulować potencjometrem P1. Ustawiamy je na 5V. kontrolując na wyprowadzeniu 28 podstawki zatrzaskowej. Następnie sprawdzamy w podstawkach układów scalonych napięcia zasilające. Dla wszystkich układów są to nóżki 7 i 14 (14 pin) lub 8 i 16 (16 pin). Wyjątek stanowi US12. Umieszczamy US12 w podstawce i włączamy zasilanie. Napięcie powinno dać się regulować potencjometrem P3, a jego maksymalna wartość powinna być większa od 30V. Jeśli wszystko jest dobrze, montujemy T1, T2 i umieszczamy układy w podstawkach. Przedtem jednak wykonujemy połączenia pomiędzy wtyczką DB25 a płytą A. Połączenia wykonujemy wg tablicy 1.

Tabela 1

Oznaczenie na płycie A programatora	Nr pinu złącza DB25
D7	9
D6	8
D5	7
D4	6
D3	5
D2	4
D1	3
D0	2
GND	20
STB	11
CK	12
DATA	13
ZAS	15
Vcc	14

Dosyć ważną rzeczą, o jakiej musimy pamiętać, jest połączenie metalowej obudowy złącza DB25 z masą. Można to wykonać krótkim odcinkiem przewodu, lutując go do obudowy złącza i pinu 20. Spostrzegawczy amigowcy zapytają: po co łączyć linię ZAS do 15 pinu złącza DB25? Przecież nie jest on do niczego podłączony! I o to chodzi!

O co?! Już wyjaśniam. Otóż pinem tym zasilimy układ interfejsu do PC. Do PC! – wykrzykną Amigowcy. To nie wystarczy C-64, trzeba jeszcze nam tu PC! Nie bądźmy samolubni. No, ale wróćmy do tematu. Podłączamy programator do komputera (przy wyłączonym zasilaniu, tak komputera jak i programatora), włączamy zasilanie programatora Jeśli nie widać kłębów dymu, komputer startuje poprawnie, możemy sobie pogratulować (w połowie). Pozostało uruchomić program testowy i postępując zgodnie z jego zaleceniami wyregulować i przetestować urządzenie. Rysunek 5 przedstawia sposób zamontowania urządzenia w obudowie.



Rys. 5.

UWAGA! Zależności czasowe zastosowane w procesie programowania, nie są w 100% zgodne z zaleceniami producentów. Jakkolwiek podczas kilkuletniej pracy nie wystąpiły żadne kłopoty, to mogą się zdarzyć układy, których zaprogramowanie może być kłopotliwe. Nie ma niebezpieczeństwa uszkodzenia pamięci, a jedynie czas po jakim układ straci zawartość będzie krótszy niż gwarantowany przez producenta. Jeśli wystąpią problemy z konkretnym typem pamięci, proszę o kontakt.

Dodając prosty interfejs, mieszczący się we wtyczce DB25, programator można podłączyć do PC. Prace nad oprogramowaniem zostały rozpoczęte, ale to, czy będą ukończone, zależy od listów Czytelników. Oprogramowanie dla C-64 jest gotowe do podłączenia, wystarczy prosta przejściówka.

Skończone zostały prace nad symulatorem EPROM do Amigi, C-64 i PC. Jeśli czytelnicy będą zainteresowani (listy), urządzenie zostanie opisane w najbliższych numerach.

Sławomir Skrzyński

Od Redakcji. W artykule nie zamieszczono projektu druku obu płytek drukowanych. Zainteresowanych układem odsyłamy do Poczty (str. 90), gdzie podano informacje bardzo ważne dla wszystkich zainteresowanych układami opisywanymi w „Kąciku Amigowca".

Oscyloskop – najważniejszy przyrząd pomiarowy w pracowni elektronika

CZĘŚĆ 10

Dopasowanie linii i odbicia

W tym artykule zostanie wyjaśnione pewne nieporozumienie.

W literaturze często spotyka się zalecenie, aby przy przesyłaniu sygnałów o większych częstotliwościach stosować przewody koncentryczne o rezystancji charakterystycznej 50Ω i zapewnić dopasowanie z obu stron takiej linii przesyłowej. Dlatego wielu elektroników łącząc oscyloskop z badanym układem stosuje zawsze taki koncentryczny przewód, upewniając się, czy rzeczywiście jest to przewód 50-omowy.

Zasada jest w swej istocie słuszna, ale należy wiedzieć, jakiego zakresu częstotliwości dotyczy.

Należy zacząć od prędkości przesyłania sygnału w takim kablu koncentrycznym. Jest ona nieco mniejsza od prędkości światła i wynosi mniej więcej 20cm/ns.

Kwestia odbić i dopasowania wtedy będzie odgrywać jakąś rolę, gdy długość przesyłanej fali, albo też czasy przesyłanych impulsów będą porównywalne z czasem przejścia sygnału przez daną linię.

Weźmy przewód pomiarowy o długości 1 metra. Sygnał przechodzi przez niego przez około

100cm / (20cm/ns) = 5ns

Długość 1m ma fala elektromagnetyczna o częstotliwości około 300MHz.

A więc dopiero powyżej częstotliwości 100MHz i przy impulsach krótszych niż 10ns trzeba się zacząć martwić o dopasowanie. Rzeczywiście, oscyloskopy pracujące przy częstotliwościach rzędu kilkuset megaherców, często mają wejście o rezystancji nie 1MΩ, tylko właśnie 50Ω. Do takich oscyloskopów koniecznie trzeba stosować odpowiednie kable, rozgałęźniki, tłumiki i dopasowania.

Natomiast w oscyloskopie o pasmie 20MHz czy nawet 50MHz, współpracującym z sondą o długości 1m, problem dopasowania impedancji przewodów praktycznie nie występuje. Ponadto dopasowanie 50-omowego kabla do wejścia o dużo większej rezystancji wcale nie jest sprawą łatwą (jeśli w ogóle możliwą).

Wniosek?

Przy oscyloskopach o pasmie rzędu kilkudziesięciu megaherców wcale nie jest konieczne stosowanie 50-omowego kabla koncentrycznego w roli prostej sondy 1:1.

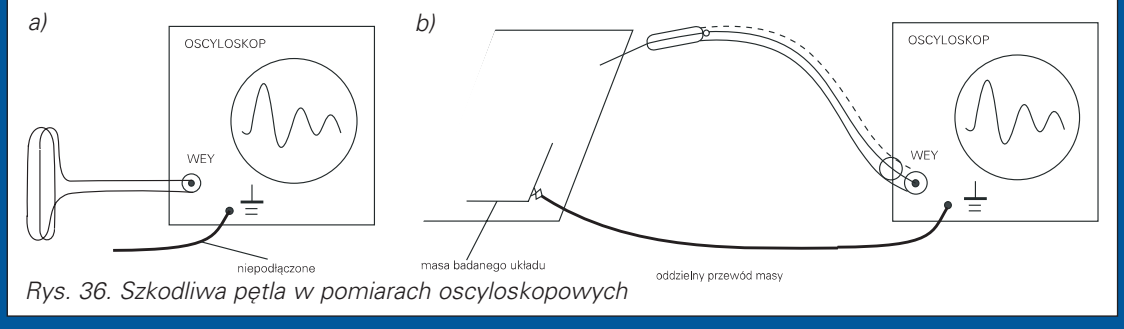
Dotyczy to zwłaszcza pomiarów przy małych częstotliwościach (do 100kHz). Często się widzi, że elektronik nie ma właściwych sond do oscyloskopu i stosuje zwykłe kable, z jednej strony zakończone wtykiem BNC, z drugiej wprost lutowane do badanego układu. Nader często są to grube, twarde, 50-omowe kable koncentryczne. Używanie takich sztywnych kabli to prawdziwa męczarnia.

Tymczasem, jeśli pomiary dotyczą tylko małych częstotliwości, do 20...100kHz, śmiało można zastosować krótkie (20cm) kawałki cienkiego i miękkiego przewodu ekranowanego. Różnica między grubym, „porządnym" koncentrycznym kablem 50-omowym, a takim cienkim i elastycznym przewodem ekranowanym, w zakresie małych częstotliwości jest praktycznie żadna.

Dlatego przy braku fabrycznych sond 1:10 (które są zalecane w każdej sytuacji), do układów m.cz. można śmiało wykorzystać krótkie odcinki jakiegokolwiek przewodu ekranowanego.

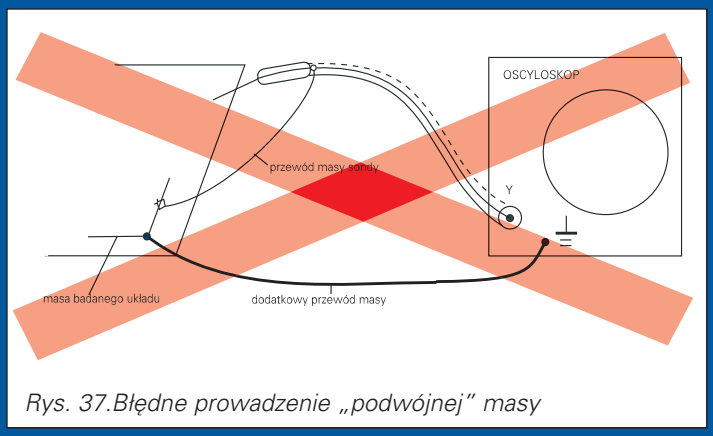
Zakłócenia i błędy

W tym miejscu należy jeszcze wspomnieć, że w pewnych sytuacjach nie stosuje się ani żadnych



Rys. 36. Szkodliwa pętla w pomiarach oscyloskopowych

fabrycznych sond, ani „samoróbki" z przewodu ekranowanego, tylko łączy się badany układ z gniazdem wejściowym oscyloskopu za pomocą dwóch krótkich (do 10cm) jednożyłowych przewodów; jedna żyła to masa, druga – sygnał. Jeśli przewody nie są ze sobą skręcone, pojemność takiej „sondy" jest praktycznie żadna, poniżej 1pF, i badany układ obciążony jest tylko pojemnością i rezystancją wejściową oscyloskopu.



Rys. 37.Błędne prowadzenie „podwójnej" masy

Takie dwa przewody mogą jednak działać jak antena i zbierać z otoczenia różne „śmieci", w tym zakłócenia. Dlatego metoda z gołymi, krótkimi przewodami może być stosowana przy sygnałach o większej amplitudzie. Przy badaniu małych sygnałów, w obecności silnych zakłóceń, zapewne konieczny będzie przewód ekranowany lub koncentryczny.

I tu warto zwrócić uwagę na kilka istotnych spraw.

Wśród elektroników panuje powszechne przekonanie, że przewód ekranowany całkowicie likwiduje wszelkie problemy z przenikaniem, czy „zbieraniem" zakłóceń z otoczenia. Jest w tym sporo prawdy, ale jak zwykle nie jest to prawda ostateczna. Rzeczywiście, ekranowany przewód, którego ekran jest podłączony do masy układu, nie dopuszcza do środkowej żyły zakłóceń przedostających się przez pole elektrostatyczne i elektromagnetyczne. Ale należy tu jeszcze wziąć pod uwagę wpływ pola magnetycznego. Jak podają mądre książki, żeby wyeliminować wpływ pola magnetycznego, należy zastosować ekran, a właściwie pancerz stalowy o grubości powyżej 10mm lub miedziany jeszcze grubszy...

W praktyce wcale nie jest to potrzebne, trzeba tylko rozumieć pewną ważną sprawę.

O ile pod wpływem pola elektrycznego, zakłócenie może się zaindukować w jednym przewodzie, o tyle pole magnetyczne może zaindukować napięcie i prąd tylko w pętli czyli w zwoju lub zwojach. Pętla lub wielozwojowa cewka podłączona do wejścia oscyloskopu może więc pełnić rolę czujnika pola magnetycznego.

Na **rysunku 36** pokazano trzy sytuacje. Rysunek 36a pokazuje jak zrobić pętlę do pomiaru pól magnetycznych. Tymczasem wielu elektroników, stosując fabryczną sondę lub przewód ekranowany, nie podłącza do badanego układu masy sondy, tylko dla wygody do połączenia mas oscyloskopu i układu stosuje oddzielny przewód, jak pokazano na rysunku 36b. Tworzą tym samym większą lub mniejszą pętlę, która zbiera z otoczenia zakłócenia przenoszone przez pole magnetyczne. Należy tu podkreślić, że zakłócenia te nie są duże i problem pojawia się tylko przy pomiarach małych napięć, rzędu miliwoltów. Przy dużych sygnałach można stosować sposób z rysunku 36b, bo rzeczywiście jest wygodny.

Natomiast przy małych sygnałach należy minimalizować powierzchnię pętli tworzonej przez przewód masy, jak pokazano to na rysunku 36c.

Sprawa połączenia masy ma też bardzo duże znaczenie przy obserwacji krótkich impulsów. Przy niewłaściwym połączeniu, np. wg rysunku 36b, obraz zboczy impulsów będzie zniekształcony i może wprowadzić w błąd obserwatora. Będzie on potem szukał w układzie przyczyny zniekształceń impulsów, gdy tymczasem impulsy w układzie będą prawidłowe, natomiast przyczyną zniekształceń obrazu w oscyloskopie będzie właśnie niepoprawne prowadzenie obwodu masy.

Błędne jest także dwukrotne połączenie obwodu masy, tak „na wszelki wypadek". Dlatego **rysunek 37** jest przekreślony. W takiej sytuacji ekran kabla i dodatkowy przewód tworzą pętlę. W pętli tej indukuje się prąd, być może o znacznej wartości, który na rezystancji ekranu kabla może wywołać zauważalny spadek napięcia.

Przy okazji omawiania zakłóceń warto jeszcze wspomnieć o kolejnej możliwości utworzenia pętli masy. Większość oscyloskopów ma wtyczkę „z uziemieniem". Bolec uziemiający jest połączony z obudową oscyloskopu, czyli masą. Jeśli używany zasilacz ma takie same połączenie obwodu „uziemienia", wtedy połączenie przewodami masy zasilacza, masy układu i masy oscyloskopu zamknie takową pętlę. Na problemy z taką pętlą masy można się natknąć bardzo często i nie ma jednoznacznej reguły, jak wtedy postąpić.

W każdym razie generalnie należy unikać pętli masy i stosować sposób z rysunku 36c.

Wiadomości podane w dwóch ostatnich odcinkach nie wyczerpują wszystkich spraw związanych z praktycznym wykorzystaniem oscyloskopu. Sygnalizują jednak dwa podstawowe zagadnienia:

– Czy dołączenie oscyloskopu ma wpływ na pracę badanego układu?
– Czy obraz na ekranie dokładnie odwzorowuje przebiegi w badanym układzie?

Dobry elektronik powinien zdawać sobie sprawę, na ile parametry wejścia oscyloskopu, zastosowanej sondy i sposobu podłączenia, mają wpływ na działanie układu i kształt przebiegów na ekranie.

(red)

Tranzystory dla początkujących

W najbliższych numerach EdW przedstawię ci cykl artykułów dotyczący tranzystorów.

Wszyscy stosujemy te elementy, ale ty chciałbyś bliżej zapoznać się z tranzystorami i dokładnie poznać ich tajemnice. Słusznie!

Zaczniemy od podstaw. Oczywiście najpierw weźmiemy na warsztat tranzystor bipolarny, czyli tak zwany „zwykły" tranzystor.

Wiesz, że są tranzystory NPN oraz PNP (inni piszą n-p-n i p-n-p). Te literki wzięły się z typu półprzewodnika – mamy mianowicie półprzewodnik typu p i półprzewodnik typu n. Ty jednak wcale nie musisz wiedzieć, o co w tym wszystkim chodzi. Uważam, że nie jest ci potrzebna wiedza o dziurach, elektronach, pasmach, itp., dlatego spróbuję pokazać tranzystor od zupełnie nietypowej strony.

Takimi wynalazkami, jak wszelkiej maści tranzystory polowe (MOSFET, JFET zajmiemy się później.

Na początek zadam ci pytanie, tylko na pozór proste: jak wyobrażasz sobie działanie tranzystora? Czy potrafiłbyś jasno wytłumaczyć komuś, jak działa tranzystor?

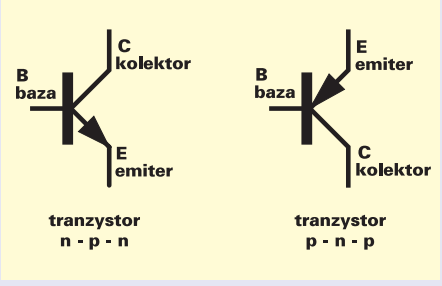
Zastanów się nad tym teraz przez chwilę, potem ja poprowadzę cię swoim tokiem rozumowania i na koniec skonfrontujesz dotychczasowe wyobrażenia z nowymi.

Choć temat nie jest specjalnie trudny, kilka spraw wymaga gruntownego wyjaśnienia. Dlatego zanim w następnym odcinku wyjaśnię ci działanie tranzystora, wcześniej wspólnie zastanowimy się nad pewnymi utartymi wyobrażeniami związanymi z prawem Ohma, pomówimy o źródłach napięciowych i prądowych, oraz przypomnimy sobie zasadę działania gaźnika samochodowego.

Wyobrażenia

Na podstawie codziennego doświadczenia trudno sobie wyobrazić przepływ prądu bez obecności napięcia. Zazwyczaj napięcie wyobrażamy sobie jako siłę sprawczą, wręcz przyczynę przepływu prądu. Nie ma napięcia – to nie ma i przepływu prądu. Coś podobnego jak z wodą: nie ma ciśnienia – nie ma i przepływu wody.

Taki pogląd, że napięcie jest przyczyną, a przepływ prądu skutkiem, jest głęboko



zakorzeniony w świadomości większości, jeśli nie wszystkich początkujących elektroników. Czy i ty tak uważasz?

Jeśli tak, to już masz kłopot! Takie uproszczone wyobrażenie o napięciu, jako sile sprawczej przepływu prądu, utrudniłoby między innymi zrozumienie działania tranzystora.

Właśnie dlatego musimy drobiazgowo przewałkować teraz ten temat.

Czy zgodzisz się ze stwierdzeniem, że napięcie jawi się nam dwojako:

1 – jako napięcie „samo w sobie", pochodzące z jakiegoś źródła napięcia.

2 – napięcie jako wynik przepływu prądu przez opór.

Ale to drugie sformułowanie może budzić sprzeciw. Czy prąd może być przyczyną, napięcie – skutkiem? Czy prąd może przepływać przez opór bez obecności napięcia?

Oczywiście napięcie i prąd są ze sobą nieodłącznie związane. Jeśli weźmiemy jakiś opór (czyli rezystancję R), to jeśli występuje na nim napięcie, musi też płynąć prąd o wartości wynikającej z prawa Ohma ($I = U/R$). Jeśli z kolei przez ten opór płynie prąd, to musi na nim występować napięcie, czy mówiąc inaczej spadek napięcia, określony tym samym prawem Ohma ($U = I \times R$).

W czym więc problem?

W zasadzie problemu nie ma, chodzi tylko o twoje wyobrażenia. Jeśli bez za-

strzeżeń zgadzasz się ze sformułowaniem, że napięcie (czy spadek napięcia) może być rozumiane jako skutek przepływu prądu, to możesz spokojnie ominąć resztę materiału w tym śródtytule.

Jeśli do tej pory wyobrażałeś sobie, że zawsze przyczyną jest napięcie, a przepływ prądu – skutkiem, czytaj wszystko.

Najpierw pytania: Czym jest spadek napięcia? Czy spadek napięcia i napięcie to to samo?

Potoczne określenie spadku napięcia może wprowadzić w błąd.

Na przykład weźmy baterię płaską o napięciu 4,5V. Po dołączeniu żarówki, napięcie zmniejszy się, czyli ktoś powie, że wystąpił spadek napięcia z 4,5V do, powiedzmy, 3,5V. Czasem napięcie w sieci energetycznej spada poniżej nominalnego i mówi się, że występuje spadek napięcia.

Ale takie potoczne określenia spadku jako obniżenia wartości napięcia są czymś innym, niż pojęcie spadku napięcia, jakim na co dzień posługujemy się w elektronice.

Przyjrzymy się temu bliżej.

Jeśli czytałeś moje listy w EdW 12/96 do EdW 4/97 to znasz hydrauliczną analogię obwodu elektrycznego. Jeśli dopiero zaczynasz, i temat jest ci obcy, przypomnę tylko to, co najważniejsze.

Prąd elektryczny to przepływ konkretnych nośników (elektronów). Z przepływem prądu jest podobnie jak z przepływem wody. Tam płyną elektrony, tu – cząstki wody. Napięcie elektryczne jest odpowiednikiem ciśnienia wody. Ale to samo ciśnienie to jeszcze nie przepływ. Ciśnienie wody wodociągowej może być bardzo duże, ale jeśli wszystkie krany są pozamykane, to przepływu wody nie ma. Ciśnienie jest więc czynnikiem wymuszającym przepływ wody, jednak samo ciśnienie to jeszcze nie wszystko – potrzebna jest jakaś droga dla wody.

W przypadku otwartego kranu wodociągowego sprawa jest prosta – czym większy prześwit, czyli przekrój, przez który może płynąć woda, tym więcej wody przepływa. Możemy powiedzieć, że kran stawia przepływowi wody pewien większy albo mniejszy opór.

Ilość przepływającej wody zależy nie tylko od przekroju kranu, ale także od ciśnienia – czym wyższe ciśnienie, tym większy przepływ wody (przy takim samym przekroju). Ilość przepływającej wody zależy więc i od ciśnienia i od oporności kranu. Nie masz chyba wątpliwości, że ilość przepływającej wody zależy od występującego ciśnienia? Większe ciśnienie – więcej wody. Dokładnie tak samo jest w obwodzie elektrycznym: natężenie prądu (oznaczane literką I) zależy od napięcia (oznaczanego U) i oporności (ściślej rezystancji, oznaczanej zwykle literką R). Czym większe napięcie, tym większe natężenie prądu (przy takim samym oporze).

To jest oczywiście prawo Ohma (czytaj: oma)! Tak jest. Matematycznie wyraża to najważniejszy wzór elektro-(tech)niki:

$$I = \frac{U}{R}$$

Czyli twoje na wierzchu – wygląda na to, że zawsze przyczyną przepływu wody (prądu) jest ciśnienie (napięcie), a nie odwrotnie!

Niekoniecznie! Zaraz ci to wyjaśnię.

Rysunek 1 pokazuje ogromny zbiornik wody o głębokości oznaczonej literką h. Nie masz chyba wątpliwości, że na dnie tego zbiornika ciśnienie wody zależy od tej głębokości, czyli inaczej wysokości słupa wody. Jeśli na wysokości dna zainstalujemy manometr, to pokaże on wartość tego ciśnienia. Na rysunku 1 jest o manometr A. Zamontujemy też długą poziomą rurkę na wysokości dna. Na jej drugim końcu instalujemy drugi manometr B i zawór (kran).

Zawór jest zamknięty.

Czy manometry A i B wskażą to samo ciśnienie?

Tak!

Jesteś pewny?

Niewątpliwie wskazania powinny być równe, o ile tylko rura jest pozioma i manometry zainstalowane są na tej samej wysokości.

Teraz odkręcamy trochę zawór na końcu rury. Zaczyna płynąć woda

Czy coś się zmieni?

Manometr A dalej pokazuje to samo ciśnienie, natomiast manometr B wskazuje teraz nieco mniejsze ciśnienie.

Odkręcamy bardziej kran – płynie więcej wody i wskazanie manometru B jest jeszcze mniejsze.

Rozważmy skrajny przypadek.

Otwieramy całkowicie kran (przypuśćmy, że jest to nowoczesny zawór kulowy, i istnieje taka możliwość). Teraz zawór nie hamuje już wypływu wody. Woda płynie z naszej rurki silnym strumieniem.

Przypuśćmy, że zbiornik jest ogromny i wypływ takiej ilości wody nie ma wpływu na jej poziom – przyjmujemy, że poziom wody h oraz ciśnienie na dnie zbiornika (manometr A) cały czas pozostają takie same.

Jaką wartość ciśnienia wskaże teraz manometr B?

Rusz głową!

Na pewno manometr A pokazuje cały czas takie samo ciśnienie. Jest to ciśnienie wywierane przez słup wody o wysokości h. Podczas przepływu na całej długości rurki wody występują opory...

A więc manometr B pokaże wartość bliską zeru!

Nie zgadzasz się?

Weź pod uwagę, że woda płynie przez długą i stosunkowo cienką rurkę. Napotyka przy tym na opór.

Po całkowitym otwarciu kranu, wypływowi wody przeciwstawia się tylko opór rurki.

Przy danym stałym ciśnieniu (w punkcie A), wypływ wody jest odwrotnie proporcjonalny do oporu stawianego przez rurkę. To już wiesz – to przecież kolejna ilustracja prawa Ohma. Dla obwodu elektrycznego.

Nieprzypadkowo na rysunku 1 umieściłem manometr C. Nie jest on podłączony do rurki, a więc cały czas pokazuje wartość zero. Przy całkowitym otwarciu zaworu, manometr B, który jest umieszczony blisko wylotu rurki też będzie pokazywał ciśnienie bliskie zeru (pokazywałby dokładnie zero, jeśli umieszczony byłby dokładnie na wylocie rurki).

Rys. 1

Zauważ: przy całkowitym otwarciu zaworu w punkcie A występuje jakieś stałe ciśnienie, w punkcie C ciśnienie na pewno jest równe zeru, w punkcie B – bardzo bliskie zeru. Gdy kran był zakręcony i nie występował przepływ wody (prądu), manometry A i B pokazywały takie samo ciśnienie. Później, gdy odkręcaliśmy stopniowo kran, przepływ wody wzrastał i proporcjonalnie do wielkości tego przepływu, wskazanie manometru B malało. Możemy po prostu powiedzieć, że między punktami A i B pojawiło się ciśnienie (bo różnica ciśnień to przecież ciśnienie)!

Pamiętaj, że właściwości rurki nie zmieniały się podczas doświadczenia – wspomniany opór rurki występował przez cały czas. Nie dawał on jednak o sobie znać, gdy nie było przepływu wody. Dał o sobie znać, gdy pojawił się przepływ – zauważyliśmy różnicę ciśnień między końcami naszej rurki. Zauważ, że ciśnienie między punktami A i B zależało od przepływu wody.

Czy zgodzisz się z wnioskiem, że przyczyną wystąpienia ciśnienia (różnicy ciśnień), był przepływ wody?

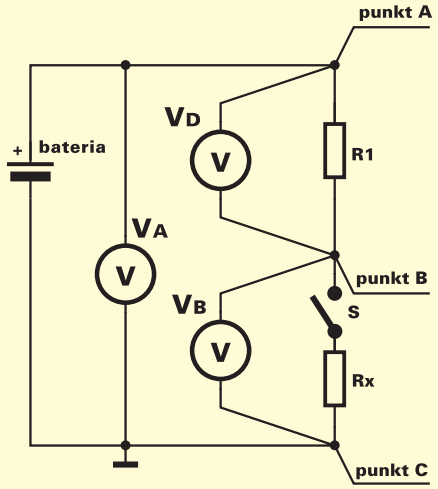
No, nareszcie w ten sposób widzisz przyczynę i skutek: przyczyną jest przepływ wody, a skutkiem – spadek ciśnienia między punktami A i B.

Dokładnie tak samo jest w obwodzie elektrycznym – przeanalizuj **rysunek 2**. Woltomierz V_A cały czas pokazuje takie samo napięcie zasilające. Gdy przełącznik S jest rozwarty, to przez rezystancję R_1 na pewno nie płynie prąd. Oczywiście woltomierz V_B ma wtedy wskazanie takie samo jak woltomierz V_A, a woltomierz V_D na pewno wskazuje zero.

Gdy zewrzemy wyłącznik S, to przez rezystor R_1 popłynie prąd i wystąpi na nim spadek napięcia o wartości (kłania się prawo Ohma):

$$U = I \times R_1$$

Woltomierz V_D pokaże wartość tego napięcia.



Rys. 2.

Jednocześnie wskazanie woltomierza V_B obniży się.

Gdy zewrzemy styki przełącznika S i będziemy zmniejszać rezystancję potencjometru Rx, wtedy napięcie w punkcie B (V_B) będzie maleć, natomiast napięcie na rezystorze R1 (V_D) – rosnąć. Oczywiście zawsze suma napięć wskazywanych przez woltomierze $V_D + V_B$ będzie równa napięciu wskazywanemu przez V_A (to jednak nie jest w tej chwili istotne).

Przy zmniejszeniu wartości potencjometru do zera (czyli przy zwarciu go), na rezystorze R1 wystąpi pełne napięcie: woltomierz V_B wskaże zero, a wskazania mierników V_A V_D będą równe.

Jaki z tego wniosek?

Wniosków można wysnuć kilka, ale ja chciałbym, żebyś przyzwyczaił się także do rozumienia spadku napięcia jako wyniku przepływu prądu przez opór.

Może powiesz, że to zależy od punktu widzenia. Masz rację, bo napięcie i prąd są ze sobą wzajemnie nierozłącznie związane (prawem Ohma), ale chodzi o to, być nie wyobrażał sobie, że zawsze przyczyną jest napięcie, a skutkiem – prąd. Jak widzisz, możemy to rozumieć odwrotnie i takie rozumienie bardzo przyda się nam przy analizie działania tranzystora.

Czy już utrwaliłeś sobie takie rozumienie napięcia?

Bardzo dobrze!

Teraz jeszcze jedna drobna sprawa.

Czy we wcześniejszym przykładzie z wodą nie patrzyłeś podejrzliwie na utożsamienie ciśnienia ze spadkiem ciśnienia? Czy to na pewno jest to samo?

Tak! TO JEST DOKŁADNIE TO SAMO! Przecież tak naprawdę, to ciśnienie równe zeru panuje tylko w doskonałej próżni. My mamy do czynienia z ciśnieniem atmosferycznym. Jest ono wszechobecne w naszym życiu i często właśnie ciśnienie atmosferyczne traktujemy jako ciśnienie odniesienia, ciśnienie zerowe. Nie wierzysz? A jak myślisz, jakie ciśnienie mierzysz u lekarza? Jest to nic innego, tylko różnica ciśnienia twojej krwi i ciśnienia atmosferycznego. (Podobnie manometry z rysunku 1 pokazują podobną różnicę, a manometr C wskazuje zero). A więc w wielu przypadkach można jednakowo traktować różnicę ciśnień i ciśnienie.

Podobnie jest z napięciem.

Nawet według definicji napięcie to różnica potencjałów.

W praktyce prawie zawsze przyjmujemy jakiś punkt odniesienia (ziemię czyli grunt, jeden z biegunów baterii zasilającej, albo metalową konstrukcję urządzenia elektronicznego), zakładając, że napięcie (ściślej – potencjał) wynosi tam zero i potem wszystkie napięcia mierzymy w stosunku do tego punktu. Punkt taki nazywamy masą.

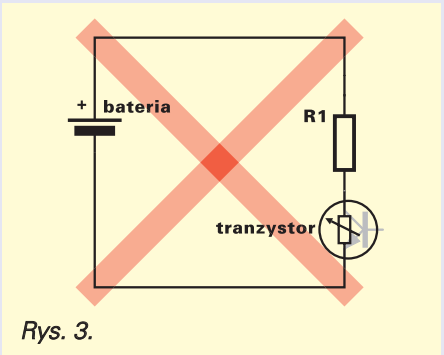
Jeśli potem mówimy o napięciu **w** danym punkcie układu, to zmierzyliśmy napięcie między masą a tym punktem.

A czasami mierzymy napięcie nie w stosunku do masy, tylko na zaciskach jakiegoś elementu, na przykład na końcówkach rezystora (czyli opornika). Mówimy przy tym, że mierzymy spadek napięcia **na** tym oporniku, albo krócej napięcie **na** oporniku.

Na rysunku 2 woltomierz V_B pokazuje napięcie w punkcie B, natomiast woltomierz V_D pokazuje napięcie na rezystorze R.

Może to, co teraz tłumaczę, jest dla ciebie oczywiste, ale wierz mi, że nie jest oczywiste dla dużej grupy początkujących elektroników.

Domyślasz się zapewne, że rolę wyłącznika S i potencjometru Rx z rysunku 2 będzie pełnić nasz tranzystor. Prawie masz rację, jednak przedstawienie tranzystora jako sterowanej rezystancji daje więcej szkody niż pożytku, dlatego **rysunek 3** jest przekreślony, a my koniecznie musimy poszukać lepszego modelu.



Rys. 3.

Żeby zrozumieć działanie tranzystora musisz koniecznie zrozumieć pojęcie źródła prądowego.

Zajmiemy się tym za miesiąc.

Piotr Górecki

Alfanumeryczne wyświetlacze LCD

część III

Inteligentne wyświetlacze alfanumeryczne LCD są elementem coraz częściej spotykanym w sprzęcie powszechnego użytku: od urządzeń gospodarstwa domowego, poprzez systemy alarmowe, na medycznym sprzęcie profesjonalnym skończywszy. Dla wielu elektroników amatorów, chcących wykorzystać te efektowne elementy we własnych konstrukcjach są one często tylko marzeniem. W wielu przypadkach powodem takiego stanu rzeczy nie jest bynajmniej ich cena, lecz brak wiedzy o praktycznych sposobach na zmuszenie tego elementu do wyświetlania „tego co akurat w danej chwili chcemy...”
W niniejszym artykule autor w przystępny sposób stara się zapoznać czytelników z tymi elementami, budzącymi często podziw i westchnienie niejednego początkującego konstruktora.

Praca ze sterowaniem 4-bitowym

Jak już wiesz, do komunikacji z modułem oprócz sygnałów sterujących (RW,RS,E) służy osiem linii danych: D0...D7. Jednak każdy wyświetlacz tekstowy ze sterownikiem HD44780 może także pracować będąc sterowanym tylko za pomocą 4 linii danych – D7...D4. W takim przypadku linie D3...D0 są ignorowane i mogą w związku z tym pozostać nie podłączone. W tabeli 2 pokazana jest zresztą instrukcja „Function Set” w której bit D4 odpowiada za ustalenie, jaki rodzaj komunikacji wybierze użytkownik po włączeniu zasilania modułu. Jeżeli bit ten ustawimy, moduł komunikować się będzie poprzez 8-bitową szynę danych, jeżeli zaś wyzerujemy go, komunikacja będzie 4-bitowa. W tym ostatnim przypadku, aby przesłać kompletną instrukcję lub daną do wyświetlacza (a także ją odczytać), należy wykonać to w dwóch etapach. W pierwszym należy przesłać starszy półbajt instrukcji lub danej, a następnie młodszy. Tak wiec np. aby wyświetlić literę „S” (kod: 01010011) trzeba najpierw podać na linie D7...D4 kombinację pierwszych czterech bitów czyli: „0101”, a następnie wysłać drugą połowę: „0011”. Oczywiście przed każdą połówką należy odpowiednio ustawić sygnały RS i RW oraz uaktywnić transmisję sygnałem E (także za każdym razem). Różnica polega tylko na tym, że po przesłaniu pierwszego półbajtu nie jest potrzebne sprawdzanie flagi zajętości, lub czekanie przez, podany w tabeli 2, czas, w którym moduł wykonuje wewnętrzną operację. Dzięki temu ogólny czas obsługi interfejsu 4-bitowego, szczególnie w układach mikroprocesorowych, nie jest o wiele dłuższy niż przy pełnym 8-bitowym interfejsie.

Pod koniec opisu modułów LCD pokażę przykładowy sposób podłączenia wyświetlacza poprzez interfejs zarówno 8 jak i 4-bitowy.

Inicjalizacja – czyli co się dzieje po włączeniu zasilania

Jak każde inteligentne urządzenie moduły LCD, po dołączeniu do nich zasilania, przez jakiś określony czas wykonują automatyczną procedurę inicjalizacji swych „wnętrzności”.

W przypadku modułów z HD44780 czas ten wynosi z reguły 10 ms. Moduł realizuje funkcję „zerowania” dzięki wbudowanemu w moduł układowi „reset”. Podczas tego okresu wyświetlacz nie przyjmuje żadnych rozkazów, toteż w układach sterujących warto przewidzieć możliwość opóźnienia o wspomniany czas (najlepiej z zapasem: 20ms) po ustabilizowaniu się napięcia zasilania na poziomie 4,5V lub więcej. W przypadku kiedy po włączeniu zasilania czas narastania napięcia spełnia wymogi modułu, czyli zawiera się w granicach 0,1ms...10ms przy wzroście od 0,2V do 4,5V, układ resetu pracuje poprawnie zapewniając prawidłową inicjalizację wyświetlacza. W takim przypadku wartości początkowe rejestrów wewnętrznych są następujące:
– panel LCD wygaszony (“display clear”)
– nastawy „Function Set”:
DL=1 : 8-bitowa szyna danych,
N=0 : wyświetlanie w trybie 1 liniowym,
F=0 : matryca znaku 5x7 punktów;
– nastawy „Display ON/OFF”:
D=0 : wyświetlacz wygaszony,
C=0: kursor wygaszony,
B=0 wyłączona funkcja migania kursora lub znaku
– nastawy: „Entry Mode Set”:
I/D=1 : +1 (zwiększanie adresu),
S=0: bez przesuwania
– pamięć wyświetlania DD RAM jest wypełniona spacjami, zaś pamięć CG RAM jest wypełniona przypadkowymi danymi.

Rozpoczęcie pracy w takim przypadku może się odbyć w sposób normalny, czyli np. jak podano w przykładzie z tabeli 4.

Jeżeli zaś czas narastania napięcia po włączenia zasilania modułu nie mieści się w podanych wcześniej granicach, niezbędne jest wykonanie procedury inicjującej przez układ sterujący użytkownika. Kolejne kroki takiej operacji dla interfejsu 4 i 8-bitowego podane są na rysunku 8 i 9.

W praktyce przypadek kiedy zasilanie nie spełnia wymogów umożliwiających prawidłową inicjalizację modułu jest bardzo rzadki, szczególnie gdy w zasilaczu pracuje monolityczny stabilizator napięcia np. 7805, a kondensator filtrujący zasilanie po stronie wtórnej stabilizatora nie jest zbyt duży (47uF...220uF). W każdym razie w przypadku kiedy moduł odmówi „posłuszeństwa” po załączeniu zasilania, pomimo wprowadzania komend i instrukcji w celu wyświetlenia czegoś na displeju LCD, należy zastosować programową procedurę inicjalizacyjną, taką jak omówiona wcześniej.

Struktura wewnętrznych pamięci modułu

Jak wspomniałem wcześniej, moduł posiada trzy rodzaje wewnętrznej pamięci, powtórzmy je sobie:

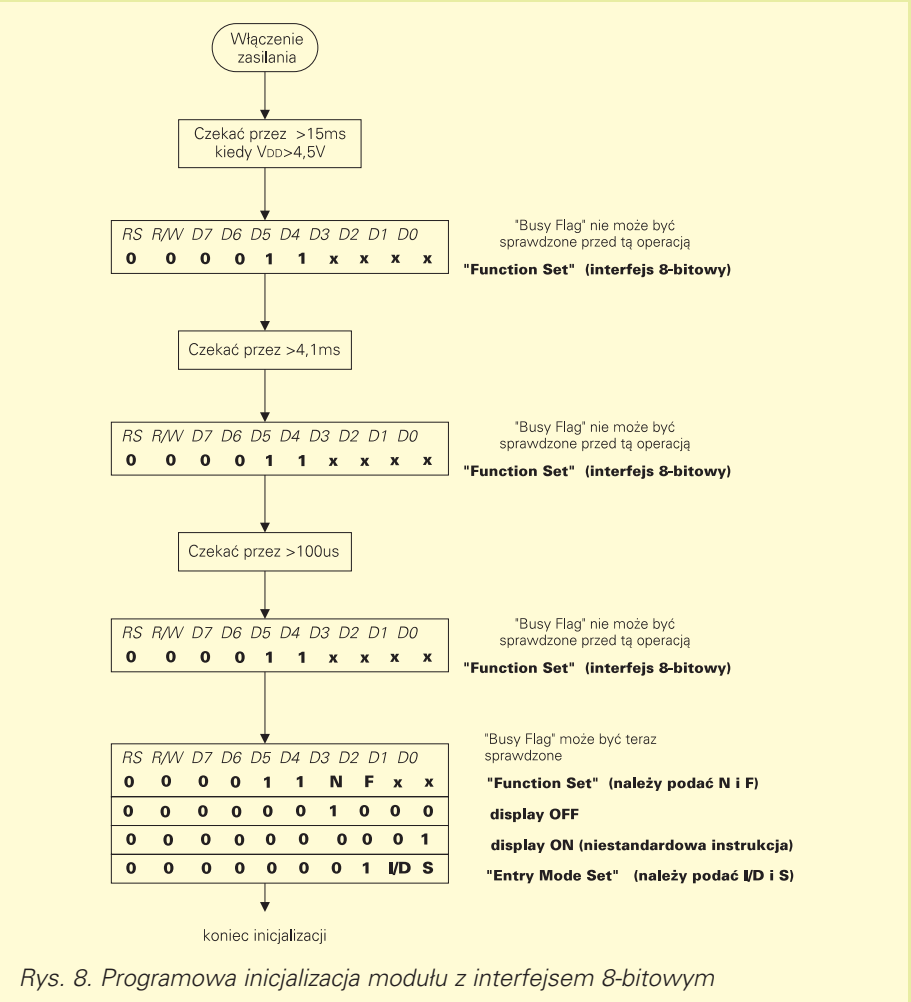
– CG ROM : pamięć generatora znaków, jest to pamięć stała (ROM) z zapisanymi danymi, na podstawie których wyświetlany jest jeden ze 160 znaków. Zawartość CG ROM podałem wcześniej w tabeli na rysunku 4.
– DD RAM : pamięć typu RAM o pojemności 80 znaków (bajtów) przechowująca kody znaków do wyświetlenia na panelu LCD. Pamięć ta może być zapisywane lub odczytywana przez zewnętrzny układ sterujący.
– CG RAM : pamięć typu RAM o pojemności 64 bajtów przeznaczona na definiowanie znaków przez użytkownika.

Poniżej zapoznam cię dokładnie ze strukturą tych pamięci i ich znaczeniem dla pracy modułu.

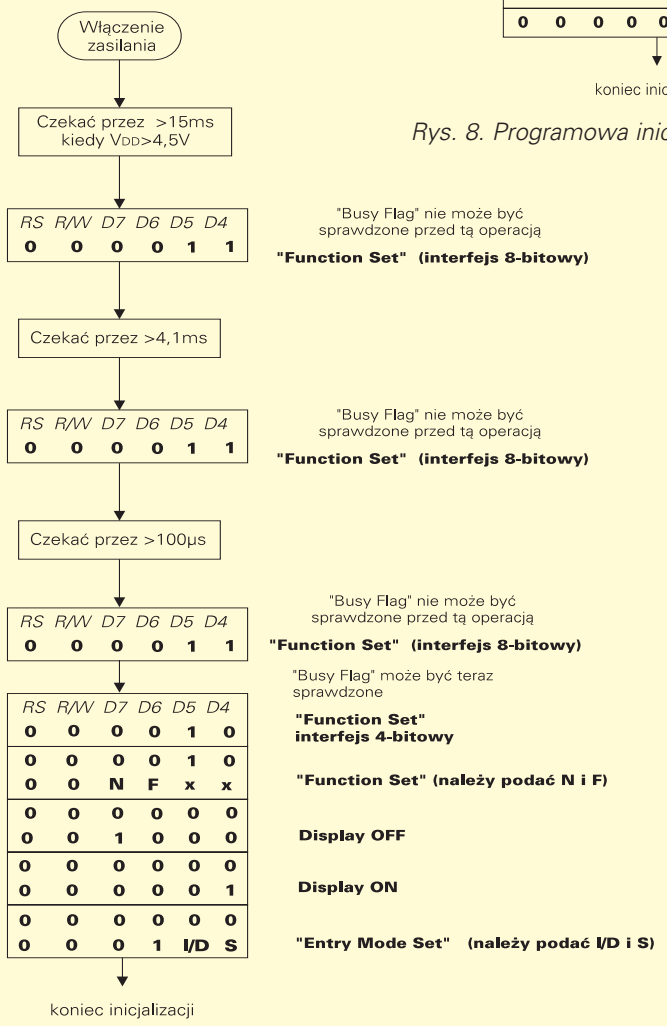
Pamięć CG ROM. Znaczenie tej pamięci zostało już wyjaśnione, a struktura została przedstawiona na rysunku 4. W artykule nie podano wyglądu znaków kiedy moduł pracuje w trybie 5x10 punktów. Po pierwsze dlatego, że nie wszystkie moduły mogą pracować w tym trybie, po drugie: różnica w wyglądzie znaków z matrycy 5x7 i 5x10 jest niewielka, różni się tylko ostatnie 16 znaków o kodach: 240...255. Znaki te nie wchodzą w skład alfabetu łacińskiego, a są symbolami z innych zbiorów znaków. Jeżeli kogoś interesuje zawartość i wygląd tych znaków, powinien sprawdzić to w praktyce, kupując wyświetlacz, ewentualnie przestudiować literaturę [1]. Pamięć CG ROM jest adresowana (tak właściwie to jest adresowany cały blok bajtów opisujący konkretny znak) poprzez wpisanie kodu znaku do wyświetlenia przy RS=1 i RW=0. Nie jest możliwa ingerencja i modyfikacja tej pamięci, ani nie jest możliwe dołączenie np. zewnętrznej pamięci tego typu.

Na rynku elektronicznym istnieją wersje wyświetlaczy tekstowych LCD zgodnych programowo z opisywanym tu standardem, lecz zawartość pamięci CG ROM poszczególnych modeli w zakresie kodów: 128...255 może się nieco różnić. Są to jednak znaki spoza naszego alfabetu, toteż nie stanowi to dużego problemu dla użytkownika, szczególnie że może on zawsze zdefiniować swój nietypowy znak korzystając z pamięci CG RAM.

Pamięć DD RAM. Pamięć ta służy do przechowywania kodów znaków do wyświetlenia, jej pojemność dla każdego modułu opartego o sterownik HD44780 wynosi 80 bajtów (znaków). Jak już wiesz, w przypadku kiedy panel LCD wy-



Rys. 8. Programowa inicjalizacja modułu z interfejsem 8-bitowym



Rys. 9. Programowa inicjalizacja modułu z interfejsem 4-bitowym

świetlacza ma mniejsza „długość" , wyświetlana jest tylko część tekstu, zawartego w DD RAM. Pozostała część pamięci może być wykorzystana przez programistę jako pamięć RAM dowolnego wykorzystania. W praktyce jednak zapisuje się do niej maksymalnie dużo komunikatów (które mają być wyświetlone), by potem w razie potrzeby, poprzez zwykłe przesunięcie tekstu (poprzez komendy przesuwające) pokazać żądany tekst. Innym sposobem, szczególnie przydatnym dla początkujących w dziedzinie obsługi wyświetlaczy tego typu, jest zapis do pamięci DD RAM tylko tej części tekstu, która może być wyświetlona. Jeżeli potrzeba pokazać coś innego, wystarczy poleceniem „clear display" wyczyścić pamięć DD RAM a potem zapisać nowy, żądany tekst.

Kolejne komórki DD RAM są oczywiście ponumerowane, w tym przypadku będzie to zakres 0...79 (80 znaków), w zapisie szesnastkowym: 00h...4Fh. Takim zapisem będziemy się posługiwać w dalszej części opisu pamięci wyświetlacza.

Dla trybu jednoliniowego, kiedy w instrukcji „Function Set" (patrz tabela 2) bit N=0 organizacja pamięci DD RAM jest następująca:

1	2	3	4	5		79	80	← pozycja na displeju
00	01	02	03	04	.....	4E	4F	← adres w DD RAM

W przypadku, gdy wyświetlacz posiada panel LCD o mniejszej (<80) liczbie pozycji, wyświetlana jest tylko część tekstu, np. dla panelu 1x8 mamy:

1	2	3	4	5	6	7	8	← pozycja na displeju
00	01	02	03	04	05	06	07	← adres w DD RAM

Podczas wykonania operacji przesuwania tekstu adres podąża jak pokazano poniżej:

01	02	03	04	05	06	07	08	← przesuw w lewo
4F	00	01	02	03	04	05	06	← przesuw w prawo

Dla przykładu struktura pamięci 16-znakowego wyświetlacza (1x16) ma postać:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	← pozycja na displeju
00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	← adres w DD RAM

Przy przesuwaniu zawartość pamięci wygląda następująco:

01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10	← przesuw w lewo
4F	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	← przesuw w prawo

W trybie dwuliniowym, kiedy w instrukcji „Function Set" (patrz tabela 2) bit N=1 organizacja pamięci DD RAM jest nieco inna

	1	2	3	4	5		39	40	← pozycja na displeju
1 linia	00	01	02	03	04	.....	26	27	← adres w DD RAM
2 linia	40	41	42	43	44		66	67	← adres w DD RAM

Jak widać w tym przypadku pamięć DD RAM jest podzielona na dwie części, po 40 bajtów pojemności każda. Pierwsza część (linia) zawiera adresy 00...27h (0...39), druga zaś adresy: 40h...67h (64...103).

Kiedy wyświetlacz ma mniej (np. 2x8) znaków w linii niż 40, adresy są oczywiście ułożone w następujący sposób:

W przypadku przesuwania zawartości DD RAM w trybie 2-liniowym adresy w liniach 1 i 2 wyglądają następująco:

	1	2	3	4	5	6	7	8	← pozycja na displeju
1 linia	00	01	02	03	04	05	06	07	← adres w DD RAM
2 linia	40	41	42	43	44	45	46	47	← adres w DD RAM

przesuw w lewo

1 linia	01	02	03	04	05	06	07	08
2 linia	41	42	43	44	45	46	47	48

przesuw w prawo

1 linia	27	00	01	02	03	04	05	06
2 linia	67	40	41	42	43	44	45	46

Dla przykładu w najbardziej popularnym wyświetlaczu LCD 2x16 znaków struktura „widocznej" DD RAM jest następująca:

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	← pozycja na displeju
1 linia	00	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	← adres w DD RAM
2 linia	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	4A	4B	4C	4D	4E	4F	← adres w DD RAM

Kiedy realizowane jest przesuwanie, struktura DD RAM przyjmuje postać:

przesuw w lewo

1 linia	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10
2 linia	41	42	43	44	45	46	47	48	49	4A	4B	4C	4D	4E	4F	50

przesuw w lewo

1 linia	01	02	03	04	05	06	07	08	09	0A	0B	0C	0D	0E	0F	10
2 linia	41	42	43	44	45	46	47	48	49	4A	4B	4C	4D	4E	4F	50

F

Jak widać, w trybie 2-liniowym, przy przesuwaniu tekst przesuwany jest w obrębie każdej linii osobno, można powiedzieć, że „zapętla" się w obszarze jednej linii. Ta właściwość jest bardzo przydatna szczególnie przy demonstracyjnym przesuwaniu komunikatów wieloliniowych.

Istnieją modele wyświetlaczy 1x16 znaków np. Hitachi typ LM020, w którym pomimo 1 linii wyświetlającej 16 znaków przyporządkowanie poszczególnych matryc na panelu LCD do adresów w DD RAM jest nieco inne:

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	← pozycja na displeju
00	01	02	03	04	05	06	07	40	41	42	43	44	45	46	47	← adres w DD RAM

Dla tego modelu LCD podczas inicjalizacji powinna być wpisana instrukcja „Function set" z bitem N=1, czyli praca w trybie 2-liniowym, inaczej aktywna będzie tylko połowa (8 znaków) wyświetlacza.

Dla większych modułów, wieloliniowych modułów LCD układ adresów w zależności od pozycji znaku i linii jest następujący:

Moduł 2×40 (2 linie po 40 znaków), np. LM107, LM018, LM092

1 linia	A	B
2 linia	C	D

Moduł 4×40 (4 linie po 20 znaków), np. LM044

1 linia	A
2 linia	C
1 linia	B
2 linia	D

gdzie: oznaczenia A, B, C, D to następujące kolejne adresy:
A: 00h...13h
B: 40h...53h
C: 14h...27h
D: 54h...67h

Ważną informacją jest to, że każdorazowe wpisanie danej do pamięci CG RAM powoduje automatyczną inkrementację licznika adresu. Dzięki temu nie jest konieczne ustawianie go za każdym razem przed wpisanie kolejnej litery tekstu.

Po tej sporej liczbie przykładów warto poeksperymentować z nawet najtańszym, zakupionym modułem tekstowym LCD. Zapewniam cię, że każdy zgodny z omawianym standardem, tak czy inaczej, da się „opanować" nawet przez mało doświadczonego w tej materii elektronika.

Pamięć CG RAM. Przyszła wreszcie pora na przedstawienie zasad wprowadzania zdefiniowanych przez użytkownika zna-

ków. Do tego celu służy właśnie CG RAM. Jak już wiesz, jej pojemność to 64 bajty, co pozwala na zdefiniowanie 8 znaków, każdy opisany jest przez 8 bajtów, a każdy z tych bajtów opisuje 1 wiersz matrycy pojedynczego znaku. Skoro powiedziałem wcześniej, że matryca znaku ma postać w tym wypadku 5x7, to po co ten ósmy bajt? – a no po nic. Jest on po prostu „marnowany". Tak samo jest z bitami w danym bajcie, opisującym wiersz, istotne jest tylko 5 najmłodszych bitów, bo przecież matryca ma 5 kolumn. Jeżeli dwa ostatnie zdania nie są zbyt jasne, pomoże ci z pewnością **rysunek 10**.

Teraz już chyba powinieneś wiedzieć dlaczego powiedziałem wcześniej że część bitów jest „marnowana". Jest to jednak tylko pozorne marnotrawstwo, bowiem dzięki takiemu ułożeniu informacji w pamięci CG RAM możliwe jest logiczne i kolejne adresowanie definiowanych komórek. W **tabeli 5** pokazano strukturę pamięci CG RAM.

Dla przykładu jako pierwszy znak (kod=00h) zdefiniowano „szachownicę", pod kodem 02h znak „karo", ostatnim zdefiniowanym znakiem są cztery poziome linie. Bity oznaczone gwiazdką nie mają znaczenia przy definiowaniu matrycy znaku.

Ósmy wprowadzany kolejno bajt (wiersz) matrycy znaku nie jest istotny, ze względu na zastosowane matryce LED: 5x7, zwykle należy wpisać 00h.

Tak więc, aby zdefiniować np. 4 nowe znaki, należy najpierw wykonać instrukcję ustawienia adresu w CG RAM na pozycję 0 (patrz tabela 2): „Set CG RAM Address" i

RS	RW	D7...D0
0	0	01000000

Następnie należy kolejno wpisywać wszystkie bajty, po kolei od pierwszego, opisującego pierwszy (górny) wiersz matrycy pierwszego znaku, aż do ostatniego 31-ego (32-gi jest i tak równy „0" więc nie ma potrzeby go wpisywać) bajtu, opisującego ostatni wiersz 4-tej matrycy definiowanego znaku.

Tak samo jak w przypadku pamięci DD RAM po każdym wpisie danej do tej pamięci licznik adresu jest automatycznie inkrementowany, toteż nie jest potrzebne ustawianie adresu za każdym razem za pomocą instrukcji „Set CG RAM Address".

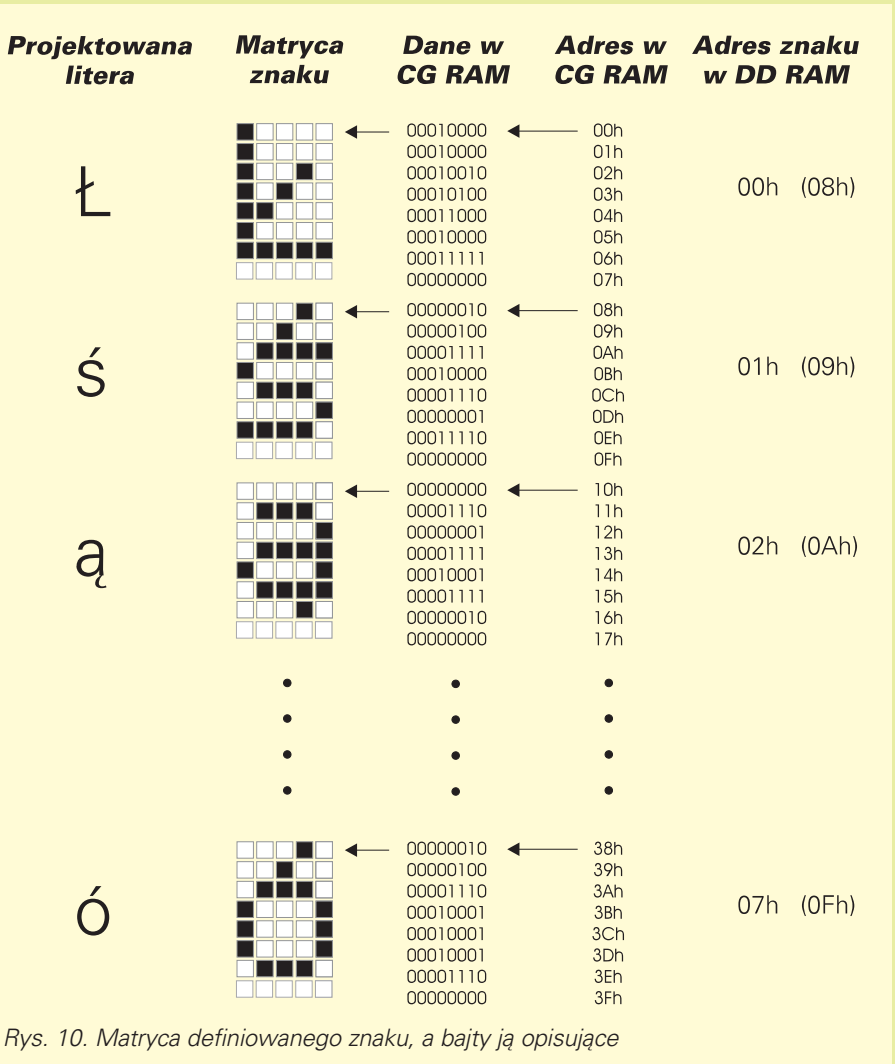
Obok w **tabeli 6** przedstawiam 2 komplety danych (po 64 bajty), umożliwiających zdefiniowanie 16 polskich znaków, w pierwszym przypadku są to litery małe: „ąćęłńóśż", w drugim duże: „ĄĆĘŁŃÓŚŻ".

Dzięki tym danym nie będziesz musiał samodzielnie męczyć się z rysowaniem „kropka po kropce" każdej polskiej litery.

Oczywiście po zdefiniowaniu wszystkich 8 znaków ich kolejne kody będą zgodne z tabelą na rysunku 4, czyli np. znak „ą" będzie miał kod 00h, znak „ć" kod 01, itd., aż do kodu 07.

Ciąg dalszy w następnym numerze EdW.

Sławomir Surowiński



Rys. 10. Matryca definiowanego znaku, a bajty ją opisujące

Tabela 5

Kod znaku (tab. 1) bity: *76543210*		Adres w CG RAM bity: *543*	*210*		Matryca znaku bity: *765*	*43210*
0000*000 kod: 00h lub 08h		000	000 001 010 011 100 101 110 111		*** *** *** *** *** *** *** ***	01010 10101 01010 10101 01010 10101 01010 00000
0000*001 kod: 01h lub 09h		001	000 001 010 011 100 101 110 111		*** *** *** *** *** *** *** ***	00000 00100 01110 11111 01110 00100 00000 00000
itd...aż do kodu 07h						
0000*111 kod: 07h lub 0Fh		111	000 001 010 011 100 101 110 111		*** *** *** *** *** *** *** ***	11111 00000 11111 00000 11111 00000 11111 00000

Tabela 6

polski znak	seria 8 kolejnych bajtów (w zapisie dziesiętnym)
ą	0, 14, 1, 15, 17, 15, 2, 0
ć	0, 2, 4, 14, 16, 16, 17, 14
ę	0, 14, 17, 31, 16, 14, 2, 0
ł	12, 4, 6, 4, 12, 4, 14, 0
ń	2, 4, 22, 25, 17, 17, 17, 0
ó	2, 4, 14, 17, 17, 17, 14, 0
ś	2, 4, 14, 16, 14, 1, 30, 0
ż	2, 4, 31, 2, 4, 8, 31, 0

polski znak	seria 8 kolejnych bajtów (w zapisie dziesiętnym)
Ą	14, 17, 17, 31, 17, 17, 19, 0
Ć	2, 14, 21, 16, 16, 17, 14, 0
Ę	31, 16, 30, 16, 16, 31, 2, 0
Ł	16, 16, 20, 24, 16, 16, 31, 0
Ń	2, 21, 25, 21, 19, 17, 17, 0
Ó	2, 14, 21, 17, 17, 17, 14, 0
Ś	2, 14, 16, 14, 1, 1, 30, 0
Ż	31, 1, 2, 14, 8, 16, 31, 0

SKRZYNKA PORAD

W TEJ RUBRYCE PRZEDSTAWIANE SĄ KRÓTKIE ODPOWIEDZI NA PYTANIA NADSYŁANE DO REDAKCJI. SĄ TO SPRAWY, KTÓRE NASZYM ZDANIEM ZAINTERESUJĄ SZERSZE GRONO CZYTELNIKÓW. JEDNOCZEŚNIE INFORMUJEMY, ŻE REDAKCJA NIE JEST W STANIE ODPOWIEDZIEĆ NA WSZYSTKIE NADSYŁANE PYTANIA, DOTYCZĄCE RÓŻNYCH DROBNYCH SZCZEGÓŁÓW.

Jak wpisać program do mikroprocesora 8051 z pamięcią ROM?

Niestety, nie istnieje taka możliwość. Procesory z pamięcią ROM są jednorazowo programowane fabrycznie. Nie zawierają pamięci EPROM, którą można skasować i zapisać ponownie. Programowanie polega na zastosowaniu w procesie produkcji odpowiedniej maski, wskutek czego w strukturze układu scalonego powstaje trwały układ połączeń reprezentujący zera i jedynki pamięci.

Jedyną możliwością wykorzystania takiego procesora jest praca z zewnętrzną pamięcią EPROM. Szczegóły podane są w prowadzonym obecnie cyklu o mikroprocesorach.

Cały czas czytałem, że anoda to elektroda dodatnia, a katoda ujemna. Tymczasem w szkole mówią całkiem odwrotnie. Czy w elektronice jest inaczej?

W zasadzie anoda to elektroda dodatnia, a katoda – ujemna. Jednak nie warto sztywno trzymać się książkowej definicji, bo praktyka życiowa jest bogatsza niż teoria i mogą powstać nieporozumienia. Przykładem jest dioda Zenera. Normalna „zwykła" dioda przewodzi, gdy jej anoda ma wyższy potencjał (czyli podano tam napięcie dodatnie, potocznie mówiąc: plus). Natomiast dioda Zenera pracuje przy polaryzacji wstecznej, to znaczy podczas jej pracy (o zgrozo!) katoda ma potencjał wyższy od anody (czyli napięcie na katodzie jest wyższe niż na anodzie).

Nie warto więc dzielić włosa na czworo i sprzeczać się o definicję. Trzeba za to rozumieć, jak działają elementy i układy elektroniczne. Dziś rzadko używa się określeń anoda i katoda. Czasem w odniesieniu do diod, ale najczęściej do cyfrowych wyświetlaczy siedmiosegmentowych LED. Wyświetlacz siedmiosegmentowy LED to zespół ośmiu (licząc z punktem dziesiętnym) diod LED, których wszystkie anody, albo też katody, połączone są razem. Stąd mamy wyświetlacze ze wspólną anodą (CA – Common Anode), albo katodą (CC – Common Cathode). Tu rozróżnienie jest ważne, bo różne dekodery kodu dwójkowego (lub BCD), przeznaczone do sterowania takich wyświetlaczy, z reguły mogą współpracować tylko z jednym typem wyświetlaczy: albo CA, albo CC (wyjątkiem jest tu kostka CMOS4543 obsługująca oba typy).

Jeśli głośnik ma 25Ω, a w artykule było opisane, że głośnik ma mieć 8Ω, to czy mogę podłączyć do głośnika równoległy rezystor, by wypadkowa rezystancja miała 8Ω?

Możesz, ale nie jest to potrzebne! Wzmacniacz mocy zawsze może być obciążony rezystancją większą (nawet nieskończenie wielką, czyli... może pracować bez obciążenia). Dołączanie dodatkowego rezystora równolegle do głośnika zupełnie nie ma sensu, bo nie daje to żadnych korzyści, a tylko niepotrzebnie zwiększa pobór prądu z zasilacza.

W każdym układzie zawsze można bezkarnie zastosować głośnik o większej oporności. Jedyną konsekwencją będzie mniejsza głośność. Ale na pewno nie uszkodzisz przy tym wzmacniacza. Przy okazji zmniejszysz pobór prądu.

Kiedy stosować przekaźniki, a kiedy triaki? Z pewnością przekaźniki też mają jakieś zalety? Dlaczego nowoczesne triaki nie wyparły całkowicie przekaźników?

Trzeba przyznać, że triaki (w zakresie prądów zmiennych i wyższych napięć) i tranzystory MOSFET (w zakresie prądów stałych i niewielkich napięć) poważnie ograniczyły rolę przekaźników. Nie wyparły ich jednak całkowicie, bo przekaźniki rzeczywiście mają swoje zalety.

Na przykład styki przekaźnika będą mieć przez pierwsze 100000...1000000 zadziałań (w zależności od prądu i napięcia obciążenia) rezystancję styku w stanie włączenia poniżej 0,05Ω. Tylko niskonapięciowe tranzystory mocy MOSFET (50...100V) mają taką lub mniejszą rezystancję. Tranzystory MOSFET na napięcia 300...600V mają rezystancję w stanie otwarcie rzędu pojedynczych omów. Przy przepływie prądu oznacza to spadek napięcia i wydzielanie się szkodliwego ciepła strat.

Tak samo na przewodzącym triaku występuje spadek napięcia rzędu 1...2V, co oczywiście wiąże się z występowaniem strat i grzania elementu. Przy większych prądach oznacza to konieczność stosowania radiatorów. Przykładowo – przy sterowaniu prądami rzędu 10A (np. grzejnik 220V 2000W) moce strat sięgają co najmniej kilku watów, co wymaga sporego radiatora.

Problem ten nie występuje w przekaźnikach. Czyli przekaźniki do dziś stosuje się tam, gdzie występują duże prądy. Oczywiście trzeba pamiętać o trwałości styków – tu przekaźniki są gorsze, bo producent gwarantuje jedynie określoną liczbę pewnych zadziałań ze względu na wypalanie styków pod wpływem łuku elektrycznego. Natomiast półprzewodniki są w zasadzie wieczne (ale boją się przeciążeń i zwarć, co jest ich istotną wadą w warunkach dużych zakłóceń).

Drugą dziedziną, gdzie do dziś stosuje się przekaźniki, są obwody przełączania bardzo małych sygnałów. Zarówno w specjalistycznej aparaturze pomiarowej, jak i na przykład w wysokiej klasy sprzęcie audio, nie stosuje się przełączników półprzewodnikowych, a jedynie przekaźniki, i to tylko niektóre.

Przełączniki półprzewodnikowe, na przykład popularne kostki CMOS 4066, 4051...3, mają w stanie otwarcia niezerową, i co gorsza nieliniową, rezystancję. Przy niezbyt starannym zaprojektowaniu układu powoduje to straty sygnału i wprowadza zniekształcenia nieliniowe. Dobry przekaźnik jest znacznie droższy od półprzewodnikowego przełącznika, ale nie ma wspomnianych wad.

Oddzielnym problemem są układy w.cz. Tu też coraz powszechniej stosuje się półprzewodniki, ale w niektórych wypadkach przekaźniki okazują się niezastąpione. Trudno w kilku słowach omówić zagadnienie, ale głównie chodzi o szkodliwą pojemność otwartego, nieprzewodzącego klucza, która jest przyczyną przesłuchów i zakłóceń.

Problem wyboru: przekaźnik czy przełącznik półprzewodnikowy (triak, tranzystor, układ scalony) stoi więc nadal przed każdym konstruktorem i nie ma jednoznacznej odpowiedzi, co jest lepsze. Trzeba przeanalizować takie czynniki jak koszty, trwałość, dostępność na rynku, wygodę stosowania, kwestię radiatora, zniekształcenia, straty i kwestie ewentualnego serwisu, a następnie dokonać indywidualnego wyboru. (Przy okazji koniecznie należy dodać, że przekaźnik przekaźnikowi nierówny, i w zależności od zastosowania trzeba stosować przekaźnik z odpowiednim materiałem styków.)

Jaki odstęp sygnału od szumów ma układ wzmacniacza 100-watowego, opisanego w EdW 8/97? Jak zmierzyć taki parametr za pomocą np. oscyloskopu?

W większości katalogów firmowych sprzętu audio podaje się odstęp sygnału od szumów. Wartość ta wyrażana jest w decybelach i wynosi 60...130dB. Czym więcej tych decybeli, tym lepiej. Taka jest teoria.

Natomiast praktyka jest inna. Po pierwsze, często producenci chcąc zachęcić klienta, któremu się wydaje, że zna się na sprzęcie, podają parametry mierzone w warunkach zupełnie nie odpowiadających rzeczywistości.

Na przykład podają stosunek sygnału do szumu przy pełnej mocy wzmacniacza i parametr ma wtedy rzucającą na kolana wartość znacznie powyżej 100dB. Wartość 120 czy 130dB robi wrażenie. Ale przecież nikt zdrowy na umyśle nie słucha wzmacniacza pracującego z pełną mocą. Poza tym odniesienie do pełnej mocy nie pozwala porównać parametrów wzmacniaczy o różnych mocach wyjściowych.

Często podawany jest stosunek sygnału do szumów w odniesieniu do mocy 50mW albo 1W. To już ma zdecydowanie większy sens, bo pozwala porównać wzmacniacze. Oczywiście przy tak małej mocy wartość wyrażona w decybelach nie jest już tak zachwycająca (jest o 40...56dB mniejsza niż przy odniesieniu do pełnej mocy). Wartości 80...90dB nie robią już takiego wrażenia.

Ale to jeszcze nie koniec. Jak wiadomo, ucho ludzkie przy cichych dźwiękach traci czułość w zakresie tonów najniższych i najwyższych. Zamiast więc mierzyć napięcie szumów na wyjściu wzmacniacza zwykłym przyrządem (miliwoltomierzem), należałoby zastosować przyrząd uwzględniający charakterystykę czułości ludzkiego ucha. Trzeba użyć miernika psofometrycznego z filtrem o tak zwanej charakterystyce A.

Parametry zmierzone psofometrem (wg wspomnianej krzywej A) będą inne – zdecydowanie lepsze – niż parametry mierzone zwykłymi miernikami. Do pomiarów tego parametru nie używa się natomiast oscyloskopu, bo nie można z jego pomocą określić poziomu szumów własnych wzmacniacza – te przebiegi są dla oscyloskopu zbyt małe.

Jak z tego widać, parametr „stosunek sygnał/szum" może być bardzo mylący. Po pierwsze, amator niewiele dowie się z niego, a wręcz może zostać wprowadzony w błąd.

Po drugie, współczesne wzmacniacze mocy z reguły mają dobry stosunek sygnał/szum, i obecnie nie jest to kluczowy parametr świadczący o jakości wzmacniacza. W praktyce zdecydowanie ważniejsze są inne właściwości, zwłaszcza zawartość zniekształceń nieliniowych i intermodulacyjnych. Natomiast o szumach całego systemu i tak decyduje nie wzmacniacz mocy, tylko przedwzmacniacz.

Biorąc to wszystko pod uwagę, ostatecznym kryterium oceny będzie próba praktycznego odsłuchania wzmacniacza, a nie analiza papierowych parametrów.

Nie znaczy to, że budowa miernika umożliwiającego pomiary omawianych wielkości nie ma sensu. Wprost przeciwnie. Przyrząd do pomiaru poziomu szumów i zniekształceń przydaje się w pracowni każdego konstruktora sprzętu audio. Na życzenie czytelników taki prosty i funkcjonalny przyrząd może zostać wkrótce opisany na łamach EdW.

Niniejszy, trzeci z kolei odcinek kursu programowania poświęcony liście instrukcji procesora 8051, jest ostatnim „teoretycznym" kawałkiem niezbędnych informacji, dzięki którym wspólnie krok po kroku utworzymy pierwszy prawdziwy program.

Przy okazji pragnę wspomnieć że w listach napływających od Was drodzy Czytelnicy, często poruszacie sprawę niedosytu wiedzy oraz informacji na temat przytaczanych w lekcjach przykładów. Otóż sprawa kompleksowego a jednocześnie przystępnego przedstawienia problemów związanych z programowaniem mikrokontrolerów nie jest taka prosta, nawet z mego punktu widzenia. Przekonałem się że nie da się w jednym odcinku naszego cyklu przedstawić wszystkich zagadnień użytych w jednej z naszych lekcji. Zbyt wiele informacji „zazębia" się za siebie, toteż proszę o cierpliwość, wszystkie niejasne instrukcje z przykładów zostaną w kolejnym odcinku wyjaśnione do końca.

Jak wspominałem w poprzednim odcinku, przyszła pora na zapoznanie się z ostatnią grupą instrukcji, a mianowicie skokami oraz wywołaniami podprogramów.

Pierwsze z nich dzielimy na:
– skoki warunkowe
– skoki bezwarunkowe

Dodatkowo, w przypadku skoków warunkowych, warunek przy którym następuje skok, może spełniać określony bajt z wewnętrznej pamięci danych procesora (np. kiedy dany bajt ≠ konkretna liczba to następuje skok) lub bit. W tym ostatnim przypadku procesor sprawdza czy bit jest ustawiony (=1) czy wyzerowany (=0) i podejmuje decyzję o skoku lub nie. A co może w programie zmienić takim czy inny bit?, a no jakaś instrukcja która została wykonana wcześniej, a wyniku której dany bit został ustawiony lub wyzerowany. W języku programistów bit (bity), którego znaczenie jest istotne dla działania programu, który informują o tym czy, np. przy dodawaniu dwóch liczb 8–bitowych nastąpiło przeniesienie (kiedy wynik > 255), nazywa się „**flagą**". Określeniem tym będziemy się dość często posługiwać, toteż warto je zapamiętać.

Warto też sobie wyjaśnić co oznacza samo pojęcie skoku fizycznie dla pracy procesora. Otóż jeżeli procesor wykonuje kolejne instrukcje programu, to za każdym pobraniem kolejnej instrukcji zwiększa się automatycznie licznik rozkazów PC, o którym mówiliśmy już wcześniej. Jeżeli procesor napotka na instrukcję skoku, to argumentem (tej instrukcji) w takim przypadku, jest liczba będąca:
– przesunięciem (liczba w kodzie U2, zakres <–128...127>, która jest dodawana do bieżącej wartości PC
lub
– wartością bezwzględną licznika rozkazów PC (w przypadku skoków bezwarunkowych)

Argument taki zostaje w efekcie dodany do licznika rozkazów PC, co w efekcie powoduje skok do innej części programu – w przód lub w tył.

Na początek poznajmy więc skoki warunkowe testujące bity znajdujące się w obszarze wew. RAM procesora, oczywiście.

JC rel
– ang."jump if Carry" – skocz jeżeli znacznik przeniesienia C jest ustawiony
– sprawdzany jest bit przeniesienia C w słowie PSW (adres bajtu: D0h), jeżeli jest ustawiony (=1) to do licznika rozkazów PC jest dodawana 8–bitowa liczba „rel" (zapisana w kodzie U2), zostaje wykonany skok względny
PC <– PC + 2, jeśli C=1, to PC <– PC + rel
– kod: 0 1 0 0 0 0 0 0 40h
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji 40h + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    MOV   A,#20h    ;załadowanie do
                    akumulatora liczby 32
    ADD   A,B       ;dodanie do
                    akumulatora bieżącej
                    wartości rej. B
    JC    przenies  ;czy nastąpiło
                    przeniesienie, tak to skocz do
                    etykiety
                    ;"przenies"
    MOV   B,#0      ;nie, to wyzeruj rejestr B
    .....           ;po czym wykonuj dalsze
                    instrukcje
    .....
    .....
przenies:           ;tu nastapi skok jeżeli
                    znacznik C był ustawiony
    CLR   C         ;w efekcie nastąpi jego
                    wyzerowanie
```

Jak widać z przykładu korzystając z instrukcji JC nie podawaliśmy argumentu bezpośredniego, czyli liczby, tylko określiliśmy za pomoca etykiety „przenies" miejsce w programie źródłowym do którego ma nastąpić skok, jeżeli warunek będzie spełniony. Taki sposób zapisu jest jak widać prostszy, nie musimy liczyć przesunięcia sami, które to jest zresztą ilością bajtów kodu programu pomiędzy instrukcją skoku JC a miejscem skoku. Ta możliwość dotyczy jednak tych z Was drodzy Czytelnicy, którzy posiadają komputery i mogą skorzystać z kompilatora zawartego na dyskietce AVT–2250/D lub każdego innego.

W przypadku osób które „ręcznie" tłumaczą kod programu, sprawa się nieco komplikuje, ale nie do tego stopnia, aby nie dać sobie z nią rady. W kolejnych lekcjach pokażę jak prosto obliczać przesunięcia w tej instrukcji oraz pozostałych, tam gdzie występuje symbol „**rel**", pamiętajcie o nim przy lekturze dalszej części artykułu!

W tym miejscu istotna uwaga dla wszystkich. Otóż jak widać wartość przesunięcia nie może przekroczyć liczb z zakresu U2 czyli –128...127, innymi słowy skok względny może odbyć się tylko w pewnym „otoczeniu" ("w górę" lub „w dół") od instrukcji skoku. Jeżeli wartość przesunięcia jest ujemna, to skok nastąpi oczywiście w kierunku mniejszych adresów (do PC zostaje dodana liczba ujemna), w przeciwnym przypadku w kierunku adresów wzrastających. W przypadku umieszczenia etykiety (miejsca) skoku poza tym zakresem, prawidłowe obliczenie przesunięcia będzie niemożliwe (dla „ręczniaków"), a w przypadku korzystania z kompilatora 8051 ("komputerowcy") wystąpi komunikat o błędzie kompilacji mówiący o przekroczeniu zakresu skoku względnego. Programiście w takim przypad-

ku nie pozostaje nic innego jak poprawić błąd modyfikując program źródłowy.

JNC rel

– ang."jump if not Carry" – skocz jeżeli znacznik przeniesienia C jest wyzerowany
– sprawdzany jest bit przeniesienia C w słowie PSW (adres bajtu: D0h), jeżeli jest wyzerowany (=0) to do licznika rozkazów PC jest dodawana 8–bitowa liczba „rel" (zapisana w kodzie U2), zostaje wykonany skok względny
PC <– PC + 2, jeśli C=0, to PC <– PC + rel
– kod: 0 1 0 1 0 0 0 0 50h
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji 50h + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    MOV   A,#20h    ;załadowanie do
                    akumulatora liczby 32
dodaj:
    ADD   A,#1      ;dodanie do akumulatora
                    liczby 1
    JNC   dodaj     ;czy nastąpiło przeniesie
                    nie, nie to dodaj jeszcze raz
    .....           ;w efekcie akumulator będzie
                    inkrementowany aż do
    .....           ;czasu kiedy osiągnie
                    wartość 00h, a do
                    znacznika C
                    ;zostanie wpisana „1"–ka,
                    potem zostaną wykonane
    .....           ;dalsze instrukcje
```

JB bit, rel

– ang."jump if Bit Set" – skocz jeżeli bit jest ustawiony
– sprawdzany jest bit, którego adres podany jest w „bit", jeżeli jest ustawiony (=1) to do licznika rozkazów PC jest dodawana 8–bitowa liczba „rel" (zapisana w kodzie U2), zostaje wykonany skok względny
PC <– PC + 3, jeśli (bit)=1, to PC <– PC + rel
– kod: 0 0 1 0 0 0 0 0 20h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji 20h + adres bitu + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    JB    7Fh, zeruj ;jeżeli bit o adresie 7Fh = 1
                     to skocz do etykiety „zeruj"
    MOV   A,B       ;jeśli nie to dodaj do
                    akumulatora rejestr B
    .....           ;i wykonuj dalsze instrukcje
    .....
zeruj:
    CLR   A         ;jeżeli bit był ustawiony to
                    wyzeruj akumulator
```

JNB bit, rel

– ang."jump if Bit not Set" – skocz jeżeli bit jest wyzerowany
– sprawdzany jest bit, którego adres podany jest w „bit", jeżeli jest wyzerowany (=0) to do licznika rozkazów PC jest dodawana 8–bitowa liczba „rel" (zapisana w kodzie U2), zostaje wykonany skok względny
PC <– PC + 3, jeśli C=0, to PC <– PC + rel
– kod: 0 0 1 1 0 0 0 0 30h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji 30h + bajt + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    CLR   C         ;wyzerowanie znacznika
                    przeniesienia
zeruj:
    MOV   70h, C    ;wyzerowanie bitu
                    a adresie 70h
    JNB   70h,zeruj ;jeżeli bit 70h jest =0 to
                    skok do etykiety „zeruj"
```

Podany przykład, z praktycznego punktu widzenia jest nieprzydatny, lecz pokazuje jak można zrealizować pętlę nieskończoną („zawiesić" procesor), używając instrukcji skoku warunkowego. Zauważmy przecież, że warunek: że bit 70h jest wyzerowany będzie spełniony zawsze, toteż za każdym razem nastąpi skok do etykiety „zeruj" w miejsce programu gdzie następuje zerowanie bitu 70h, i cała pętla się powtarza.

JBC bit, rel

– ang."jump if Bit Set and Clear Bit " – skocz jeżeli bit jest ustawiony i wyzeruj go
– sprawdzany jest bit, którego adres podany jest w „bit", jeżeli jest ustawiony (=1) to zostaje wyzerowany po czym do licznika rozkazów PC jest dodawana 8–bitowa liczba „rel" (zapisana w kodzie U2), zostaje wykonany skok względny
PC <– PC + 3, jeśli (bit)=1, to (bit)<–0 i PC <– PC + rel
– kod: 0 0 0 1 0 0 0 0 10h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji 10h + adres bitu + przesunięcie „rel")
– przykład: wykonanie sekwencji instrukcji

```
    ADD   A, B      ;dodaj do akumulatora
                    zawartość rejestru B
    JBC   C, et01   ;jeżeli nastąpiło przeniesienie
                    to wyzeruj C i skocz
    .....           ;jeżeli nie to wykonuj
                    dalsze instrukcje
    .....
et01:
    MOV   P1, A     ;tu nastąpi skok jeżeli było
                    przeniesienie
```

funkcjonalnie jest równoważne sekwencji:

```
    ADD   A, B      ;dodaj do akumulatora
                    zawartość rejestru B
    JC    et01      ;jeżeli nastąpiło
                    przeniesienie skocz
    .....           ;jeżeli nie to wykonuj
                    dalsze instrukcje
    .....
et01:
    CLR   C         ;tu nastąpi skok jeżeli było
                    przeniesienie, zeruj C
    MOV   P1,A
```

przeanalizuj i zastanów się dlaczego?

To tyle jeżeli chodzi o skoki warunkowe operujące na bitach, teraz pora na kilka instrukcji skoków warunkowych operujących na bajtach, bezwzględnych oraz wywołań podprogramów.

ACALL adr11

– ang. „subroutine call on page", skocz do podprogramu na stronie
– licznik rozkazów PC jest zwiększany o 2, następnie ładowany jest na stos (najpierw młodszy bajt, potem starszy), wskaźnik stosu jest zwiększany o 2, a do bitów 0...10 licznika PC zostaje wpisany 11–bitowy adres bezpośredni podany jako argument instrukcji: „adr11". Pięć najstarszych bitów licznika rozkazów PC nie ulega zmianie, toteż skok zostaje wykonany w obrębie 2 kilobajtowej „strony" pamięci programu, na której występuje następna po „ACALL adr11" instrukcja.
PC <– PC + 2,
SP <– SP + 1, (SP) <– $PC_{7–0}$,
SP <– SP + 1, (SP) <– $PC_{15–8}$
$PC_{10–0}$ <– adr11
– kod: a10 a9 a8 1 0 0 0 1
gdzie: a10, a9, a8 zależą od numeru strony stąd: 11h, 31h, 51h, 71h, 91h, B1h, D1h, F1h
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji + młodszy bajt adresu „adr11" – bity a7...a0)
– przykład:

```
    ACALL PISZ      ;wywołanie podprogramu
    ......          ;po zakończeniu go
                    zostają wykonane kolejne
    ......          ;instrukcje programu
    ......
    ;tu zaczyna się podprogram, którego (w tym
    przykładzie) zadaniem jest wysłanie
    ;poprzez końcówki portu P1 procesora sek-
    wencji kodów ASCII odpowiadających
    ;kolejnym literom tekstu „Hello from AVT-
    –2250", aż do momentu napotkania kodu
    ;zerowego ("0").

PISZ:               ;etykieta – nazwa
                    podprogramu
    MOV   DPTR, #tekst  ;załaduj do wskaź
                        nika DPTR
                        adres tesktu
next:
    CLR   A         ;wyzeruj akumulator
    MOVC  A,@A+DPTR ;pobierz kolejny
                    znak z tekstu
                    (do akumulatora)
    JZ    koniec    ;czy koniec tekstu ( znak
                    = Acc = 0 )?, tak to skocz
    MOV   P1, A     ;nie to wyślij kod na koń-
                    cówki portu P1
    INC   DPTR      ;przesuń adres na kolejną
                    literę tekstu
    SJMP  next      ;i skocz do „next" aby
                    pobrać kolejną literę
koniec:
    RET             ;instrukcja zakończenia
                    podprogramu i powrotu do
                    ;głównej części programu
    ;a to jest zdefiniowany przykładowy tekst,
    zakończony kodem (bajtem) „0"
    ;w celu identyfikacji końca tekstu.
tekst   DB'   HELLO FROM AVT–2250, 0
```

LCALL adr16

– ang. „subroutine call" – skocz do podprogramu
– licznik rozkazów PC zostaje zwiększony o 3, jest ładowany na stos w efekcie czego wskaźnik stosu jest zwiększany o 2, a do licznika rozkazów PC zostaje wpisany 16–bitowy adres bezpośredni, podany jako argument przy wywołaniu instrukcji „LCALL". Dzięki tej instrukcji możliwe jest wywołanie podprogramu w dowolnym obszarze pamięci (64kB) poprzez podanie bezpośredniego adresu.
PC <– PC + 3
SP <– SP + 1, (SP) <– $PC_{7–0}$,
SP <– SP + 1, (SP) <– $PC_{15–8}$
PC <– adr16
– kod: 0 0 0 1 0 0 1 0 12h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji 12h + bardziej znaczący bajt „adr16" + mniej znaczący bajt „adr16"
– przykład: wypisanie liczby 12h na wyświetlaczu komputerka edukacyjnego przy pomocy instrukcji A2HEX standardowo umieszczonej w kodzie monitora systemu (w EPROM dołączonej do zestawu).

```
A2HEX   EQU     024Eh   ;deklaracja
                        adresu podpro-
                        gramu w
                        monitorze
        MOV     A, #12h ;wypisz liczbę
                        12h jako 2 znaki
                        w HEX
        MOV     B, #3   ;na pozycji
                        3 wyświetlacza
        LCALL   A2HEX   ;pod adresem
                        024Eh znajduje
                        się gotowy
        ;podprogram do wypisywania
        akumulatora w
        ;postaci 2 cyfr HEX
```

W efekcie wykonania przykładu na wyświetlaczach zostanie wypisana liczba 12h. W postaci „12".

RET
- ang. „return from subroutine", powróć z podprogramu
- adres powrotu z podprogramu (zapamiętana wcześniej podczas instrukcji ACALL lub LCALL wartość licznika PC) jest wpisywany do licznika rozkazów PC. Wskaźnik stosu zostaje mniejszony o 2. W efekcie następuje powrót z podprogramu. Instrukcją tą musi kończyć się każdy podprogram (z wyjątkiem podprogramów obsługi przerwań, wywoływanych automatycznie przez procesor).
  PC_{15-8} <– (SP), SP <– SP – 1
  PC_{7-0}, <– (SP), SP <– SP – 1
- kod: 0 0 1 0 0 0 1 0 22h
- cykle: 2 bajty: 1
- przykład: patrz procedura „PISZ" przy okazji omawiania instrukcji ACALL. Procedura „PISZ" została zakończona instrukcją powrotu z podprogramu „RET", dzięki której mogło nastąpić odtworzenie pierwotnego stanu licznika PC i dzięki temu powrót do programu głównego. Tak powinien kończyć się każdy Twój podprogram.

RETI
- ang. „return from interrupt", powróć z podprogramu obsługi przerwania
- adres powrotu z podprogramu obsługi przerwania jest wpisywany do licznika rozkazów PC. Wskaźnik stosu zostaje mniejszony o 2. Instrukcją tą musi kończyć się każdy podprogram, który jest wywoływany automatycznie przez procesor w przypadku zgłoszenia przerwania i żądania jego obsługi.
  PC_{15-8} <– (SP), SP <– SP – 1
  PC_{7-0}, <– (SP), SP <– SP – 1
- kod: 0 0 1 1 0 0 1 0 32h
- cykle: 2 bajty: 1
- przykład: omówimy przy okazji dokładnego opisu systemu przerwań oraz możliwości praktycznych zastosowań.

Teraz zapoznam Was, drodzy Czytelnicy z trzema bardzo często używanymi instrukcjami skoków bezwarunkowych. W liście instrukcji procesora 8051 istnieją trzy rodzaje instrukcji skoku bezwarunkowego. Różnica między nimi polega na „odległości" (o ile bajtów programu dalej można skoczyć) pomiędzy instrukcją skoku a miejscem w które następuje skok. I tak mamy do czynienia ze skokiem :
- krótkim (instrukcja SJMP – „short jump"), gdzie skoczyć możemy w obrębie 256 bajtów (w góre o 127 lub w dół o 128) od miejsca wywołania instrukcji SJMP. W tym przypadku argumentem instrukcji jest przesunięcie (tak jak wspominany wczesniej parametr „rel" przy okazji omawiania insturkcji skoków warunkowych operujących na bitach), wyrażone poprzez liczbę 8–bitowa zapisaną w kodzie U2.
- na stronie (instrukcja AJMP – „absolute jump on page"), gdzie skok może nastapić w obszarze 2 kilobajtowej strony. W tym przypakdu argumentem instukcji jest 11–bitowy adres bezpośredni, który podajemy po mnemoniku AJMP. W praktyce można ten skok określić jako „średni" (w stosunku do krótkiego SJMP)
- długi (instrukcja LJMP – „long jump"), gdzie skok może nastapić w dowolne miejsce w obszarze 64kB przestrzeni pamięci programu procesora. W tym przypadku argumentem skoku jest 16–bitowy adres bezpośredni podawany jako argument tej instrukcji.

Ktoś może w tym miejscu zapytać, „po co ta komplikacja, przecież wystarczyłby w zasadzie tylko jeden typ skoku, taki który daje największe możliwości, czyli LJMP?". Tak ale w przypadku pisania programów na procesory jednoukładowe istnieje potwierdzona w praktyce zasada, że: „każdy bajt kodu jest cenny, toteż program należy pisać tak aby zajmował jak najmniej miejsca". I tu leży sedno sprawy, otóż trzy wymienione rodzaje instrukcji skoków różnią sie objętością zajmowaną w kodzie programu. I tak skok krótki SJMP oraz na stronie AJMP zajmuja 2 bajty kodu, natomiast skok długi LJMP zajmuje 3 bajty, ktoś powie że to mała różnica, otóz moi drodzy będziecie mogli się o tym jeszcze przekonać że często 1 dodatkowy bajt wolny w programie to recepta na zrealizowanie i dokończenie niejednego programu. Przejdźmy zatem do szczegółow.

AJMP adr11
- ang. „Absolute Jump", skocz bezwarunkowo na stronie
- licznik rozkazów zostaje zwiększony o 2, następnie do jego bitów 0–10 zostaje wpisany 11–bitowy adres bezpośredni podany jako parametr. Pozostałe 5 bardziej znaczących bitów nie zmienia się. W efekcie wykonania tego polecenia następuje skok pod adres na stronie pamięci programu o wielkości 2 kilobajty, na której jest umieszczona kolejna instrukcja po AJMP.
  PC_{10-0} <– adr11
- kod: a10 a9 a8 0 0 0 0 1 ,gdzie: a10, a9, a8 zależą od numeru strony stąd: 01h, 21h, 41h, 61h, 81h, A1h, C1h, E1h
- cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji + młodszy bajt adresu „adr11" – bity a7...a0)
- przykład:

```
        MOV     P1,A
        AJMP    koniec
        .....
        .....
        .....
koniec:
```

Po przesłaniu zawartości akumulatora do portu P1 (na końcówki tego portu) procesor ominie instrukcje w liniach oznaczonych wielokropkiem i wykona skok do miejsca (etykiety) programu oznaczonej jako „koniec".

SJMP rel
- ang. „Shot Jump" – skok bezwarunkowy krótki
- do zawartości licznika rozkazów PC jest dodawane 8–bitowe przesunięcie (liczba ze znakiem w kodzie U2 z zakresu <–128...127>). W efekcie wykonywany jest skok w obrębie 256 bajtów od kolejnej po SJMP instrukcji.
  PC <– PC + 2, PC <– PC + rel
- kod: 1 0 0 0 0 0 0 0 80h
- cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji 80h + przesunięcie „rel")
- przykład:

```
    MOV   A,B       ;dowolne insturkcje
                    programu
    CLR   B         ;———————— „" ————————
    .....
stop:
    SJMP  stop      ;i przykład pętli
                    nieskończonej, którą
                    powinien dla
                    ;bezpieczeństwa kończyć
                    się każdy program
    END             ;deklaracja końca
                    programu (to nie jest
                    instrukcja!)
```

A oto pozostałe instrukcje skoków, jedna bezwarunkowa oraz pozostałe warunkowe sprawdzające warunek równości bajtu o podanym adresie lub rejestru z innym bajtem lub argumentem bezpośrenim.

Dokończenie listy instrukcji w następnym numerze.

Sławomir Surowiński

Lekcja 4

W dzisiejszej lekcji poćwiczymy sobie użycie niektórych z przedstawionych instrukcji wywołań podprogramów. Na wstępie jednak kilka wyjaśnień. Otóż jak zdążyliście się zorientować z poprzednich lekcji w przykładach podawałem listingi programów, w których występowały instrukcje wywołań „dziwnych" procedur np.

LCALL A2HEX (1)
lub
LCALL CLS (2)

Otóż moi drodzy w programie monitora który macie w swoim komputerku w pamięci EPROM zawarty jest program monitora – o tym już wiecie. Dzięki niemu możliwa jest komunikacja i ładowanie programów z komputera PC lub ręcznie. Monitor jest na tyle mądry że dodatkowo komunikuje się z użytkownikiem za pomocą 8–mio pozycyjnego wyświetlacza i lokalnej klawiatury. No ale przecież ten „monitor" to w końcu też kawałek programu napisany za pomocą tych samych instrukcji , które poznawaliście przez ostatnie 3 odcinki naszego kursu. To właśnie dzięki niemu całe urządzenie żyje i pozwala na niezłą zabawę.

Oprócz zawartych w monitorze funkcji uaktywnianych klawiszami np. „LOAD", „EDIT", itp. istnieje kilka bardzo użytecznych procedur które są potrzebne no chociażby do wypisania aktualnej wartości rejestru DPTR na wyświetlaczu (tak się dzieje np., przy edycji pamięci RAM kiedy na 4 pierwszych wyświetlaczach DPTR jest wyświetlany jako 4 znaki w kodzie szesnastkowym.

A czy zastanawiałeś się drogi Czytelniku, jak to się dzieje, że po naciśnięciu przez Ciebie odpowiedniego klawisza, układ reaguje

np. uaktywniając odpowiednią funkcję monitora? Do tego celu wykorzystywany jest inny podprogram (także zawarty w monitorze) którego zadaniem jest oczekiwanie na naciśnięcie klawisza a następnie podjęcie decyzji „co z tym fantem dalej robić...". Takie przykłady można by mnożyć.

Ja w każdym razie w kolejnym odcinku przedstawię Ci pełną listę dodatkowych procedur (podprogramów) które będą niezmiernie przydatne przy tworzeniu wspólnych programów.

Ci z „komputerowców", którzy już nabyli dyskietkę AVT2250/D mogą zapoznać się z taką listą czytając zbiór „BIOS.INC", w którym są zawarte definicje adresów wszystkich potrzebnych procedur . Dodatkowo umieszczono w nich opis i sposób wywołania, czyli parametry wejściowe podprogramu, oraz efekt działania.

Pamiętaj, wszystkie one są częścią programu monitora i tak samo jak napisany przez Ciebie program są ciągiem określonych instrukcji, w wyniku działania których otrzymujesz określony efekt, np. na wyświetlaczu.

Ze względu na ograniczona objętość artykułu, w dzisiejszej lekcji wykorzystamy tylko niektóre procedury (podprogramy).

Dla przykładu skorzystajmy z podprogramu którego zadaniem jest wypisanie na wyświetlaczu na pozycji określonej w rejestrze B, liczby znajdującej się w akumulatorze w postaci heksadecymalnej (szesnastkowej). Procedura ta znajduje się w monitorze pod adresem **024Eh**.

Ciekawa jest też procedura CLS – w wyniku wykonania jej całe pole odczytowe zostaje wyczyszczone. Adres tego podprogramu w monitorze to **0274h**. Procedura ta jest bezparametrowa, wystarczy ją wywołać aby uzyskać zamierzony efekt.

Zadanie

Wypisać dowolną 8–bitową liczbę na wyświetlaczu w postaci heksadecymalnej.

Załóżmy że chcemy aby liczba pojawiła się na 3–ciej i 4–tej pozycji, należy wykonać i skompilować (komputerowo lub ręcznie przetłumaczyć) instrukcje:

```
                CPU     8052.DEF

0045            liczba  equ     45h         ;liczba do wyswietlenia
0003            pozycja equ     3           ;pozycja na ktorej ma byc
                                            ;wyswietlona liczba
8000            org     8000h

8000 120274             lcall   CLS         ;wyczyszczenie wyswietlacza
8003 7445               mov     A, #liczba  ;zaladowanie liczby
8005 75F003             mov     B, #pozycja ;i pozycji na displeju
8008 12024E             lcall   A2HEX       ;wyswietlenie

800B 80FE       stop:   sjmp    stop        ;stop programu

800D            END
```

Pamiętajmy, że jest to listing programu, czyli że komputerowcy wpisują tylko deklaracje i instrukcje wraz z ewentualnymi komentarzami (po średniku), bez pierwszej kolumny liczb określającej adres bieżącej instrukcji (tekst pochyły), oraz bez drugiej kolumny liczb w której zawarty jest przetłumaczony kod (tekst pogrubiony) niezbędny dla „ręczniaków" – przetłumaczcie sami i porównajcie wynik!

Przyjrzyjmy się listingowi dokładnie i przeanalizujmy go linia po linii. Dla uproszczenia będę używał dodatkowych oznaczenia (K) w przypadku gdy linia ma znaczenie tylko dla „komputerowców", oraz (R) gdy linia ma znaczenie dla „ręczniaków". gdy nie występuje żadne z oznaczeń, informacja jest istotna dla wszystkich. A więc zaczynamy (Lx – numer linii, np. L4 – linia nr 4)

L1: (K), deklaracja zbioru który zawiera niezbędne definicje rejestrów procesora 8052 (a także 8051 oczywiście)

L2: deklaracja EQU – równoważności, oznacza że w dalszej części programu słowo „liczba" jest równoważne (literowo) wyrażeniu „45h", a 45h to zapisana w kodzie szesnastkowym liczba.

L3: deklaracja EQU – podobnie jak poprzednio, tym razem słowo „pozycja" będzie oznaczało wyrażenie „3", u nas jest to numer pozycji na wyświetlaczu, na której ma być wyświetlona 2–pozycyjna liczba z akumulatora.

L4: deklaracja ORG – nakazuje kompilatorowi (K) przetłumaczenie (kompilację) instrukcji występujących po tej deklaracji począwszy od adresu wskazanego w parametrze ORG, czyli w naszym przypadku będzie to 8000h – początek zewnętrznej pamięci w komputerku edukacyjnym. Dla „ręczniaków" jest to informacja aby wprowadzać kod programu (pogrubiony tekst) od adresu 8000h korzystając oczywiście z funkcji „EDIT" komputerka.

Stąd zaczyna się prawdziwa część programu.

L5: dobrze by było aby po rozpoczęciu wykonywania naszego programu wyświetlacz nie był zapisany jakimiś znakami, zupełnie nam niepotrzebnymi. W tym celu profilaktyczne wywołujemy podprogram CLS – czyszczący wyświetlacz.

L6: do akumulatora zostaje załadowana liczba do wyświetlenia, tym razem jest to liczba 45h. Te polecenie można zapisać także jako: „ mov A, #45h ".

„Ręczniacy" tak będą musieli postąpić, bowiem nie korzystają z mądrego kompilatora, który wie że od momentu deklaracji w linii 2 (L2) słowo „liczba" oznacza „45h". Popatrzcie zresztą na kod tej linii po lewej stronie (pogrubione liczby) – 7445 = 74 45, pierwsza to kod instrukcji „mov A, #dana "(patrz wkładka z tabelą instrukcji 8051), druga to argument, czyli wspomniana liczba 45h – prawda że się zgadza!

L7: musimy także powiedzieć procedurze A2HEX, żeby wyświetliła liczbę od pozycji 3 na displeju, toteż ładujemy jako drugi parametr „pozycję" (która oznacza po prostu „3")..

Uff!

L8: wreszcie właściwe wywołanie podprogramu A2HEX. „Ręczniacy" będą musieli wpisać adres bezpośredni procedury, który podałem wcześniej, stąd w linii po lewej stronie listingu mamy sekwencję kodu: 12 **02 4E**, pierwsza liczba to kod instrukcji LCALL, następne dwie to adres procedury A2HEX – sprawdź!

W efekcie po wykonaniu tego podprogramu na wyświetlaczach DL3 i DL4 pojawi się liczba „45", czyli to co chcieliśmy!

L8: tu mamy omawiany przy okazji prezentowania instrukcji skoków bezwarunkowych, przykład instrukcji SJMP , która została użyta do zatrzymania programu. Instrukcja użyta w ten sposób spowoduje że procesor będzie skakał w kółko pod adres etykiety „stop", czyli pod adres pod którym znajduje się instrukcja SJMP ... „i tak w koło Macieju...", w efekcie można powiedzieć że program będzie krążył w pętli nieskończonej, i tylko klawisz „M" – powrotu do monitora może nas wybawić z tego ślepego zaułka.

Ktoś może powiedzieć, „.... ale po co właściwie ta instrukcja SJMP, przecież i tak to już koniec programu...".

Koniec dla nas drodzy Czytelnicy, my o tym doskonale wiemy, bo takie było założenie, ale biedny procesor, kiedy wróci z podprogramu A2HEX, będzie „pożerał" kolejne bajty kodu programu, i jeżeli nie napotka na sensowne zakończenie w pętli nieskończonej (jak w przykładzie) zacznie pobierać kolejne bajty programy spoza adresu 800Dh, a tam co jest?, a no same „śmieci" Kochani – sprawdźcie to funkcją EDIT monitora.

Nie musze tłumaczyć, co się wtedy może stać. Nielogiczna sekwencja bajtów spowoduje niekontrolowane działanie procesora, w efekcie czego najprawdopodobniej układ dojdzie do końca pamięci programu FFFFh po czym licznik rozkazów PC zostanie wyzerowany a w związku z tym na wyświetlaczu zobaczymy znajomy napis „HELLO", oznajmiający nam że właśnie zrestartowaliśmy nasz komputerek. Dodatkowo stanie się to tak szybko że efekt naszej pracy zostanie nie zauważony przez nasze czujne oko.

Dlatego stosowanie na końcu programu takiego skoku jest wskazane w każdym przypadku.

No dobrze skoro wiecie o co chodzi, to radzę poeksperymentować z innymi wartościami akumulatora oraz zmieniać np. pozycję wyświetlania, pamiętając że może ona zawierać się w granicach 1...7.

W kolejnej lekcji omówię wszystkie pozostałe procedury dostępne w monitorze oraz podam ich adresy wywołań, wtedy będziemy modli naprawdę „poszaleć". Nabywcy dyskietek AVT2250/D mogą się z nimi już teraz zapoznać czytając zbiory BIOS.INC i CONST.INC.

Wesołej zabawy!

Sławomir Surowiński

Też to potrafisz

JMP @A+DPTR

– ang. „Jump Indirect relative to DPTR" – skocz pośrednio względem rejestru DPTR
– w wyniku tej instrukcji następuje skok pod adres będący sumą aktualnej wartości rejestru DPTR (liczba 16–bitowa) i wartości akumulatora (liczba 8–bitowa). Można powiedzieć że skok następuje pod adres w pamięci programu umieszczony w DPTR z przesunięciem podanym w akumulatorze. Przesuniecie to traktowane jest jako liczba bez znaku, czyli z zakresu <0...255>
PC <– A + DPTR
– kod: 0 1 1 1 0 0 1 1 73h
– cykle: 2 bajty: 1
– przykład: realizacja skoków w miejsca w programie określone poprzez numer w zmiennej „pozycja" (umieszczonej – zadeklarowanej z wewn. RAM procesora)

```
    MOV   A, pozycja      ;załadowanie
                          numeru pozycji
    MOV   B, #2           ;2 bo instrukcje w tabeli
                          skoków sa 2–bajtowe
                          (AJMP)
    MUL   A, B            ;obliczenie faktycznego
                          ofsetu do tabeli skoków
    MOV   DPTR,           #tablica_skokow
                          ;załadowanie adresu
                          tabeli skoków do DPTR
    JMP   @A+DPTR;wykonanie skoku
tablica_skoków:           ;tu zaczyna sie tabela
                          skoków
    AJMP  etyk01          ;tu nastapi skok gdy
                          „pozycja" = 0
    AJMP  etyk02          ;tu nastąpi skok gdy
                          „pozycja" = 1
    AJMP  etyk03          ;tu nastąpi skok gdy
                          „pozycja" = 2
    AJMP  etyk04          ;tu nastąpi skok gdy
                          „pozycja" = 3
    .....                 ;pozostałe instrukcje
                          programu
    .....
etyk01:                   ;właściwe miejsce skoku
                          według pozycji = 0
    .....                 ;tu mozna umieścić
                          instrukcje
etyk02:                   ;właściwe miejsce skoku
                          według pozycji = 1
    .....
etyk03:                   ;właściwe miejsce skoku
                          według pozycji = 2
    .....
etyk04:                   ;właściwe miejsce skoku
                          według pozycji = 3
    .....
```

Poniżej zapoznamy się z instrukcjami skoków warunkowych, które badają warunek zgodności zadanego bajtu w wew. RAM procesora (rejestru) z innym rejestrem lub argumentem bezpośrednim (liczbą). Dwie z nich JZ i JNZ sprawdzają czy w akumulatorze znajduje się liczba zero czy nie i na tej podstawie podejmowana jest decyzja o skoku. Pozostałe instrukcje porównujące wybrane rejestry z innym lub konkretną liczbą znajdują zastosowanie szczególnie w pętlach programowych, gdzie konieczne jest wykonanie n–razy określonej opracji.

JZ rel

– ang. „Jump if Accumulator is Zero", skocz jeżeli w akumulatorze jest liczba 0 (zero)
– sprawdzana jest zawartość akumulatora (A), jeżeli jest równa zero, to do licznika rozkazów PC dodawane jest przesunięcie „rel" – na zasadach takich jak opisano wczesniej przy okazji omawiania poprzednich instrukcji skoków z argumentem „rel" (liczba 8–bitowa ze znakiem w kodzie U2).
PC <– PC + 2, jeśli A = 0, to PC <– PC + rel
– kod: 0 1 1 0 0 0 0 0 60h
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji 60h + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    MOV   A, B            ;załadowanie rej. B do
                          Acc celem sprawdzenia
                          czy = 0
    JZ    jest_zero       ;jeżeli tak to skok do ety
                          kiety „jest_zero"
nie_zero:                 ;jeżeli nie to wykonuj po
                          zostałe instrukcje
    .....
    .....
jest_zero:                ;tu nastapi skok jeżeli
                          rej.B był równy zero
    .....                 ;i zostaną wykonane te
                          instrukcje
    .....
```

JNZ rel

– ang. „Jump if Accumulator is Not Zero", skocz jeżeli akumulator nie jest = 0 (zero)
– sprawdzana jest zawartość akumulatora (A), jeżeli jest różna od zera, to do licznika rozkazów PC dodawane jest przesunięcie „rel" – na zasadach takich jak opisano wczesniej przy okazji omawiania poprzednich instrukcji skoków z argumentem „rel" (liczba 8–bitowa ze znakiem w kodzie U2).
PC <– PC + 2, jeśli A <> 0, to PC <– PC + rel
– kod: 0 1 1 1 0 0 0 0 70h
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji 70h + przesuenięcie „rel")
– przykład:

```
    MOV   A, B            ;załadowanie rej. B do
                          Acc celem sprawdzenia
                          czy = 0
    JNZ   nie_zero        ;jeżeli nie to skok do
                          etykiety „nie_zero"
jest_zero:                ;jeżeli tak to wykonuj po
                          zostałe instrukcje
    .....
    .....
nie_zero:                 ;tu nastapi skok jeżeli
                          rej.B był różny od zera
    .....                 ;i zostaną wykonane te
                          instrukcje
    .....
```

A oto wspomniana wczesniej grupa instrukcji używana głównie w pętlach programowych lub przy zwielokrotnionym sprawdzaniu warunków zgodnosci określonych rejestrów z innym lub z argumentami stałymi. Ogólna postać instrukcji jest następująca:

CJNE <arg1>, <arg2>, rel

– ang. „Compare and Jump if Not Equal", porównaj i skocz jeżeli argumenty porównania nie są sobie równe
W instrukcji tej porównywane sa dwa argumenty: arg1 i arg2. Jeżeli nie są one równe (ich wartości nie sa równe), to do zawartości licznika rozkazów jest dodawane przesunięcie „rel" na zasadach zgodnych z omówionymi wczesniej. W efekcie zostaje wykonany skok w programie. Tu uwaga, skok nastepuje względem instrukcji występującej po instrukcji CJNE. Dodatkwo jest zmieniany znacznik przeniesienia C. I tak, jeżeli w wyniku porównania okaże sie zę argumrent arg1 jest mniejszy od argumentu arg2 to do znacznika C wpisywana jest jedynka (znacznik jest ustawiany), w przeciwnym przypadku znacznik jest zerowany (C=0). W zalezności od typu argumentów instrukcji możliwe są cztery przypadki, oto one.

CJNE A, adres, rel

– porównywany jest akumulator oraz komórka wew. RAM o adresie podanym bezposrednio jako argument „adres"
PC <– PC + 3, jesli A <> (adres), to PC <– PC + rel
dodatkowo: C <– 0 gdy A>= (adres), lub C<–1 gdy A< (adres)
– kod: 1 0 1 1 0 1 0 1 B5h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + adres + przesunięcie „rel")
– przykład:

```
    MOV   B,#56
check:
    CJNE  A, B, zwieksz
    SJMP  koniec
zwieksz:
    INC   A
    SJMP  check
koniec:
    CLR   B
    ......
```

W przykładzie tym do rejestru B wpisywana jest liczba 56. Nastepnie sprawdzany jest warunek zgodności akumulatora z rejestrem B, jeżeli nie są sobie równe, to akumulator jest inkrementowany (dodawana jest do niego jedynka) – patrz etykieta „zwieksz". Następnie operacja jest powtarzana od początku – instrukcja „SJMP check". Jeżeli w końcu nastąpi zgodność obu rejestrów, wykonywany jest skok do etykiety „koniec", gdzie rejestr B zostaje wyzerowany.

CJNE A, #dana, rel

– akumulator zostaje porównany z argumentem bezpośrednim (8–bitową liczbą), jeżeli nie są zgodne nastepuje skok.
PC <– PC + 3, jeśli A <> dana, to PC <– PC + rel
dodatkowo: C <– 0 gdy A>= dana, lub C<–1 gdy A< dana
– kod: 1 0 1 1 0 1 0 0 B4h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + dana + przesunięcie „rel")
– przykład: niech w zmiennej (rejestrze) „klawisz" będzie przechowywany kod wciśniętego klawisza w systemie mikroprocesorowym (ot choćby w naszym komputerku). Jeżeli chcemy podjąć określone działanie

w zależności od rodzaju klawisza, należy przechowywany kod klawisza porównać z konkretna liczbą.

```
czekaj:
   MOV   A, klawisz        ;pobranie kody
                           wcisniętego
                           klawisza
   CJNE  A, #65, sprB      ;czy wcisnięto
                           klawisz „A" (65
                           – kod „A")
   ........               ;tak to wykonuj
                           te instrukcje
sprB:
   CJNE  A, #66, sprC      ;nie to czy
                           wciśnięto
                           klawisz „B"
   ........               ;tak to wykonuj
                           te instrukcje
sprC:
   CJNE  A,#67, sprD       ;nie to czy
                           wciśnięto
                           klawisz „C"
   ........               ;tak to wykonuj
                           te instrukcje
sprD:
   CJNE  A, #68,czekaj     ;nie to czekaj
                           na kolejne
                           naciśnięcie
                           klawisza
   ........               ;tak to wykonuj
                           te instrukcje
```

CJNE Rn, #dana, rel

– rejestr Rn (R0...R7) zostaje porównany z argumentem bezpośrednim, jeżlei nie sa zgodne zostaje wykonany skok
  PC <– PC + 3, jeśli Rn <> dana, to PC <– PC + rel gdzie n = 0...7
  dodatkowo: C <– 0 gdy Rn>= dana, lub C<–1 gdy Rn< dana
– kod: 1 0 1 1 1 0 n2 n1 n0 gdzie n2 n1 n0 określają jeden z rejestrów R0...R7
  stąd kody: B8h....BFh
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + dana + przesuniecie „rel")
– przykład:

```
   MOV   R4, P1            odczytanie
                           stanów z portu
                           P1
   CJNE  R4, #100, nie_100 ;porównanie
                           ich z liczba 100
   SETB  P3.0              ;równe to
                           ustaw pin 0
                           portu P3
   ......
nie_100:
   CLR   P3.0              ;nie równe to
                           zeruj pin 0
                           portu P3
   ......
   ......
```

W przykładzie porównywana jest zawartość rejestru R4 z liczbą 100, jeżeli występuje zgodność, to w porcie P3 zostaje ustawiony najmłodszy bit (pin) P3.0,w przeciwnym przypadku jest zerowany. Jest to prosty przykład komparatora liczby 8–bitowej podawanej na port P1 z zewnątrz ze stałą liczbą (w tym przypadku jest to liczba 100).

CJNE @Ri, #dana, rel

– porównywana jest zawartosc komórki w wew. RAM której adres znajduje sie w rejestrze Ri (R0 gdy i=0, lub R1 gdy i=1) z argumentem bezpośrednim. Jeżeli się róznią to następuje skok.
  PC <– PC + 3, jeśli (Ri) <> dana, to PC <– PC + rel gdzie i = 0, 1
  dodatkowo: C <– 0 gdy (Ri) >= dana, lub C<–1 gdy (Ri) < dana
– kod: 1 0 1 1 0 1 1 i gdzie i=0, 1 stąd kody: B6h, B7h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + dana + przesuniecie „rel")
– przykład: sekwencja instrukcji porównania w postaci:

```
   MOV   R1, #30h
   CJNE  @R1, #255, skocz
   .......
skocz:
   .......
```

jest równoważna sekwencji

```
    MOV   A, #255
    CJNE  A, 30h, skocz
    .......
skocz:
    .......
```

przeanalizuj i zastanów sie dlaczego?, podpowiem tylko że w przykładzie porównywana jest zawartość komórki pamięci wew. RAM z określoną liczbą, przy różnicy występuje skok

Ostatnią instrukcją skoków warunkowych jest polecnie DJNZ. Ogólna postać instrukcji jest następująca:

DJNZ <arg>, rel

– ang. „Decrement and Jump if Not Zero", zmniejsz o jeden i skocz jeżeli nie równe zero W wyniku tej operacji od wskazanego argumentu „arg" jest odejmowana jedynka (jest on dekrementowany). Jeżeli w wyniku odjęcia wartość argumentu nie jest równa zero, to zostaje wykonany skok zgodnie z zasadami opisanymi wcześniej w przypadku argumentu „rel". Stan znaczników nie zmienia się. W zalezności od typu argumentu rozróżnia się dwa typy instrukcji, oto one.

DJNZ Rn, rel

– zmniejszona zostaje zawartość podanego rejestru Rn (R0...R7) o jeden, a nastepnie jeżeli nie jest równa zero, to następuje skok.
  PC <– PC + 2, Rn <– Rn – 1, gdzie
  n = 0...7
  jeżeli Rn <> 0, to PC <– PC + rel
– kod: 1 1 0 1 1 n2 n1 n0 gdzie n2 n1 n0 określają jeden z rejestrów R0...R7 stąd kody: D8h...DFh
– cykle: 2 bajty: 2 (kod instrukcji + przesunięcie „rel")
– przykład: sekwencja instrukcji

```
    MOV   R7, #26
dodaj:
    ADD   A, #1
    DJNZ  R7, dodaj
    ......
```

jest równowazna poleceniu

```
    ADD   A,#26
```

co w obu przypadkach powoduje dodanie do akumulatora liczby 26.

DJNZ adres, rel

– zmniejszona zostaje zawartość komórki pamięcie wew. RAM o podanym bezpośrednio adresie o jeden, a nastepnie jeżeli nie jest równa zero, to następuje skok.
  PC <– PC + 2, (adres) <– (adres) – 1, jeżeli (adres) <> 0, to PC <– PC + rel
– kod: 1 1 0 1 0 1 0 1 D5h
– cykle: 2 bajty: 3 (kod instrukcji + adres + przesunięcie „rel")
– przykład: sekwencja instrukcji przedstawiona poniżej daje taki sam efekt jak w porzednim przykładzie.

```
    MOV   B, #26
dodaj:
    ADD   A, #1
    DJNZ  B, dodaj
    .......
```

A teraz pora na naprawdę ostatnią instrukcję z listy poleceń procesora 8051.

NOP

– ang. „No OPeration", nie rób nic

– jest to instrukcja, w wyniku której nie zmienia sie stan procesora, z wyjątkiem licznika rozkazów którym po pobraniu tej instrukcji jest zwiekszany o jeden.
– kod: 0 0 0 0 0 0 0 0 00h
– cykle: 1 bajty: 1
– przykład: sekwencja instrukcji
MOV A, B
NOP
MUL A, B
będzie zajmie procesorowi 1 cykl maszynowy więcej niz sekwencja
MOV A, B
MUL A, B
ale efekt działania będzie taki sam w obu przypadkach.

LEKCJA 4

W dzisiejszej lekcji poćwiczymy sobie użycie instrukcji wywołań podprogramów do realizacji prostych układów licznikowych. Na wstepnie jednak kilka wyjasnień. Otóż jak zdążyliście sie zorientowac z poprzednich lekcji w przykładach podawałem listingi programów, w których występowały instrukcje wywołań „dziwnych" procedur np.

LCALL A2HEX (1)

oraz operacje przesłania „niezrozumiałych" argumentów bezpośrednich np.:

MOV DL1, #_minus (2)

Otóż moi drodzy w programie monitora który macie w swoim komputerku w pamięci EPROM zawarty jest program monitora – o tym juz wiecie. Dzięki niemu możliwa jest komunikacja i ładowanie programów z komputera PC lub ręcznie. Monitor jest na tyle mądry że dodatkowo komunikuje sie z użytkownikiem za pomoca 8–mio pozycyjnego wyświetlacza i lokalnej klawiatury. No ale przecież ten „monitor" to w końcu też kawałek programu napisany za pomocą tych samych instrukcji, które poznawaliście przez ostatnie 3 odcinki naszego kursu. To własnie dziękiniemu całe urządzenie żyje i pozwala na niezłą zabawę.

Oprócz zawartych w monitorze funkcji uaktywnianych klawiszami np. „LOAD", „EDIT", itp. istnieje kilka bardzo użytecznych procedur które sa potrzeben ano chociażby do wypisania aktualnej wartości rejestru DPTR na wyświetlaczu (tak się dzieje np., przy edycji pamięci RAM kiedy na 4 pierwszych wyświetlaczach DPTR jest wyświetlany jako 4 znaki w kodzie szesnastkowym.

A czy zastanawiałeś sie drogi Czytelniku, jak to sie dzieje, że po nacisnięciu przez Ciebie odpowiedniego klawisza, układ reaguje np. uaktywniając odpowiednią funkcję monitora? Do tego celu wykorzystywany jest inny podprogram (także zawarty w monitorze) którego zadaniem jest oczekiwanie na nacisnięcie klawisza a nastepnie podjęcie decyzji „co z tym fantem dalej robić...". Takie przykłady można by mnozyć.

Ja w każdym razie w kolejnym odcinku przedstawię Ci pełną listę dodatkowych procedur (podprogramów) które beda niezmiernie przydatne przy tworzeniu wspólnyhc programów.

Ci z „komputerowców", którzy juz nabyli dyskietkę AVT2250/D mogą zapoznać się z taką listą czytając zbiór „BIOS.INC", w którym są zawarte definicje adresów wszysktich portrzebnych procedur . Dodatkowo umieszczono w nich opis i sposób wywołania, czyli parametry wejściowe porprogramu, oraz efekt działania.

Pamiętaj, wszystkie one są częścią programu monitora i tak samo jak napisany przez Ciebie program są ciągiem określonych instrukcji, w wyniku działania których otrzymujesz określony efekt, np. na wyświetlaczu.

Ze względu na ograniczona objetość artykułu, w dzisiejszej lekcji wykorzystamy tylko niektóre procedury (podprogramy).

Dla przykładu skorzystajmy z podprogramu którego zadaniem jest wypisanie na wyświetlaczu na pozycji określonej w rejestrze B, liczby znajdującej się w akumulatorze w postaci heskadecymalnej (szesnastkowej). Procedura ta znajduje się w monitorze pod adresem 024Eh.

Zadanie 1

Wypisać dowolną 8–bitową liczbę na wyświetlaczu w postaci heksadecymalnej.

Załóżmy że chcemy aby liczba pojawiła się na 3–ciej i 4–tej pozycji, należy wykonać i skompilować (komputerowo lub ręcznie przetłumaczyć) instrukcje:

```
        MOV     A, #liczba
;jako liczba wpisac dowolna wartość np. 45h
        MOV     B, #3       ;na DL3 i DL4
        LCALL   A2HEX
```

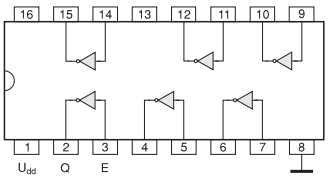
Sławomir Surowiński

Katalog skrócony układów logicznych CMOS serii 4000

4049 Sześciokrotny inwerter/bufor

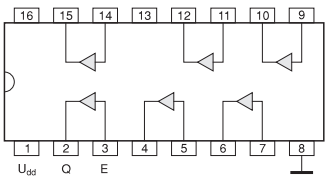
- Czas propagacji: 25ns przy 10V, 35ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (bez obciążenia, 1MHz): 0,8mA przy 5V, 1,6mA przy 10V

E	Q
L	H
H	L



4050 Sześciokrotny bufor

E	Q
L	L
H	H

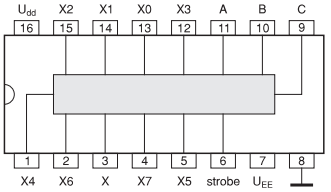


4051 8-kanałowy multiplekser/demultiplekser analogowy

- Minimalna dopuszczalna rezystancja obciążenia: 100W przy 25mA
- Łączny pobór prądu przy układzie otwartym: 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V
- Częstotliwość pracy: 1MHz
- Czas propagacji: 200ns

strobe	C	B	A	Połączenie
H	X	X	X	–
L	L	L	L	X – X0
L	L	L	H	X – X1
L	L	H	L	X – X2
L	L	H	H	X – X3
L	H	L	L	X – X4
L	H	L	H	X – X5
L	H	H	L	X – X6
L	H	H	H	X – X7

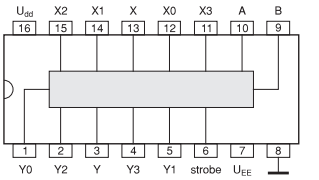
Kombinacja	k. 16 [V]	k. 8 [V]	k. 7 [V]
1	+15	0	–7,5
2	+7,5	0	–10
3	+5	0	–10
4	+5	0	–5



4052 Podwójny 4-kanałowy multiplekser/demultiplekser analogowy

strobe	B	A	Połączenie
H	X	X	–
L	L	L	X–X0 Y–Y0
L	L	H	X–X1 Y–Y1
L	H	L	X–X2 Y–Y2
L	H	H	X–X3 Y–Y3

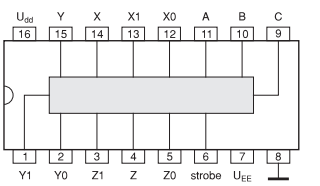
Kombinacja	k. 16 [V]	k. 8 [V]	k. 7 [V]
1	+15	0	0
2	+7,5	0	–7,5
3	+5	0	–10
4	+5	0	–5



4053 Potrójny 2-kanałowy multiplekser/demultiplekser analogowy

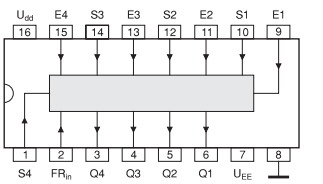
strobe	C	B	A	Połączenie
H	X	X	X	–
L	L	L	L	X–X0 Y–0 Z–Z0
L	L	L	H	X–X0 Y–Y1 Z–Z0
L	L	H	L	X–X0 Y–Y1 Z–Z0
L	L	H	H	X–X1 Y–Y1 Z–Z0
L	H	L	L	X–X0 Y–Y0 Z–Z1
L	H	L	H	X–X1 Y–Y0 Z–Z1
L	H	H	L	X–X0 Y–Y1 Z–Z1
L	H	H	H	X–X1 Y–Y1 Z–Z1

Kombinacja	k. 16 [V]	k. 8 [V]	k. 7 [V]
1	+15	0	0
2	+7,5	0	–7,5
3	+5	0	–10
4	+5	0	–5



4054 Driver 4-segmentowego wyświetlacza LCD

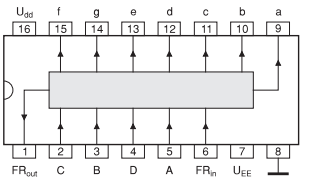
S1...S4 – wejścia strobujące
FR – częstotliwość wyświetlania
Udd – dodatnie napięcia zasilania
UEE – ujemne napięcie zasilania



4055 Dekoder BCD na 7 segmentów do wyświetlaczy multipleksowanych

D	C	B	A	Wyświetlacz
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	L
H	L	H	H	H
H	H	L	L	P
H	H	L	H	A
H	H	H	L	–
H	H	H	H	blank

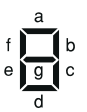
A...D – wejścia BCD
a...g – wyjścia segmentów
FR – częstotliwość wyświetlania
Udd – dodatnie napięcia zasilania
UEE – ujemne napięcie zasilania

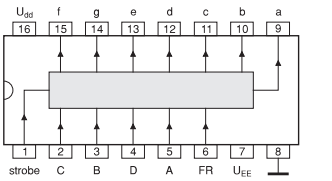


4056 Dekoder BCD na 7 segmentów/zatrzask

D	C	B	A	Wyświetlacz
L	L	L	L	0
L	L	L	H	1
L	L	H	L	2
L	L	H	H	3
L	H	L	L	4
L	H	L	H	5
L	H	H	L	6
L	H	H	H	7
H	L	L	L	8
H	L	L	H	9
H	L	H	L	L
H	L	H	H	H
H	H	L	L	P
H	H	L	H	A
H	H	H	L	–
H	H	H	H	blank

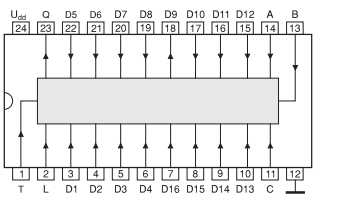
A...D – wejścia BCD
a...g – wyjścia segmentów
FR – częstotliwość wyświetlania
Udd – dodatnie napięcia zasilania
UEE – ujemne napięcie zasilania





4059 Programowalny licznik/dzielnik przez n

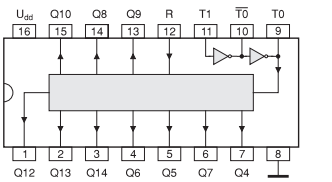
T – zegar
L – zezwolenie zatrzaśnięcia
D1...D16 – wejścia programowalne
A,B,C – wybór trybu pracy



4060 14-stopniowy licznik dwójkowy/dzielnik/oscylator

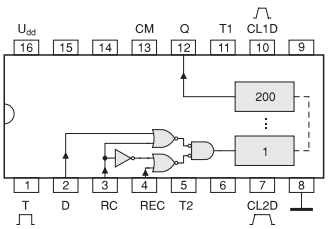
- Pobór prądu (1MHz): 0,4mA przy 5V, 0,8mA przy 10V (przy wykorzystaniu wewnętrznego oscylatora jako generatora astabilnego lub kwarcowego dodatkowo 2mA)
- Maksymalna częstotliwość taktowania: 1,75MHz przy 5V, 4MHz przy 10V

T	R	Funkcja
X	H	reset
H	L	–
L	L	–
⅂	L	count



4062 200-bitowy dynamiczny rejestr przesuwający

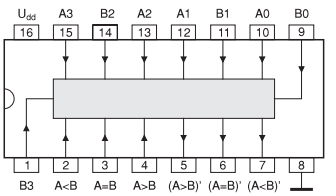
REC – recyrkulacja
RC – sterowanie recyrkulacji
CM – tryb pracy zegara
T – zegar jednofazowy
T1/T2 – zegar dwufazowy



4063 4-bitowy komparator magnitudy

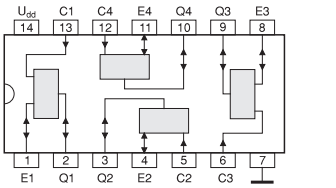
- Czasy porównania: 625ns przy 5V, 250ns przy 10V
- Pobór prądu: 0,4mA przy 5V, 0,8mA przy 10V
- Częstotliwość słów: 1MHz

A3,B3	A2,B2	A1,B1	A0,B0	A<B	A=B	A>B	(A<B)'	(A=B)'	(A>B)'
A3>B3	X	X	X	X	X	X	L	L	H
A3=B3	A2>B2	X	X	X	X	X	L	L	H
A3=B3	A2=B2	A1>B1	X	X	X	X	L	L	H
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0>B0	X	X	X	L	L	H
A3<B3	X	X	X	X	X	X	H	L	L
A3=B3	A2<B2	X	X	X	X	X	H	L	L
A3=B3	A2=B2	A1<B1	X	X	X	X	H	L	L
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0<B0	X	X	X	H	L	L
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	L	L	H	L	L	H
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	L	H	L	L	H	L
A3=B3	A2=B2	A1=B1	A0=B0	H	L	L	H	L	L



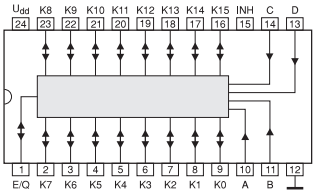
4066 Poczwórny klucz analogowy

C	Klucz
L	wyłączony
H	włączony



4067 16-kanałowy multiplekser/demultiplekser

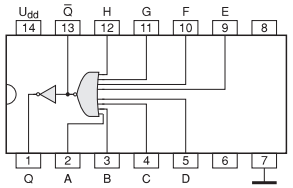
D	C	B	A	INH	E/Q = Kn n =
X	X	X	X	H	–
L	L	L	L	L	0
L	L	L	H	L	1
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.
H	H	H	L	L	14
H	H	H	H	L	15



4068 8-wejściowa bramka NAND

- Czas propagacji: 130ns przy 10V, 325ns przy 5V
- Łączny pobór prądu: 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

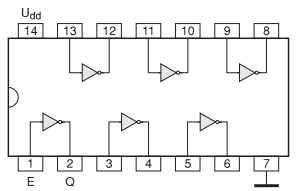
A	B	C	D	E	F	G	H	Q	$\overline{Q}$
H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
L	X	X	X	X	X	X	X	L	H
X	L	X	X	X	X	X	X	L	H
X	X	L	X	X	X	X	X	L	H
X	X	X	L	X	X	X	X	L	H
X	X	X	X	L	X	X	X	L	H
X	X	X	X	X	L	X	X	L	H
X	X	X	X	X	X	L	X	L	H
X	X	X	X	X	X	X	L	L	H



4069 Sześciokrotny inwerter

- Czas propagacji: 25ns przy 10V, 50ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

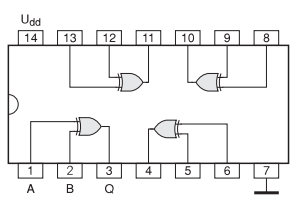
E	Q
L	H
H	L



4070 Cztery bramki EX-OR

- Czas propagacji: 70ns przy 10V, 175ns przy 5V
- Łączny pobór prądu: 0,2mA przy 5V, 0,4mA przy 10V
- Częstotliwość danych: 1MHz

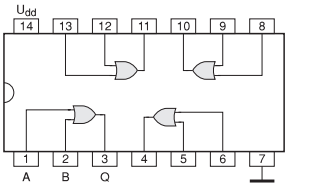
A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L



4071 Cztery 2-wejściowe bramki OR

- Czas propagacji: 80ns przy 10V, 190ns przy 5V
- Łączny pobór prądu: 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

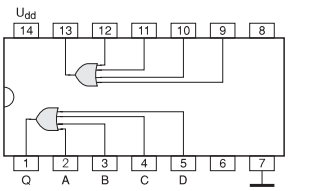
A	B	Q
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	H



4072 Dwie 4-wejściowe bramki OR

- Czas propagacji: 80ns przy 10V, 190ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

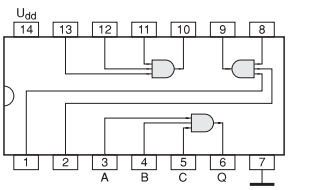
A	B	C	D	Q
H	X	X	X	H
X	H	X	X	H
X	X	H	X	H
X	X	X	H	H
L	L	L	L	L



4073 Trzy 3-wejściowe bramki AND

- Czas propagacji: 70ns przy 10V, 150ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,4mA przy 5V, 1mA przy 10V

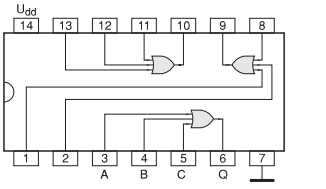
C	B	A	Q
L	X	X	L
X	L	X	L
X	X	L	L
H	H	H	H



4075 Trzy 3-wejściowe bramki OR

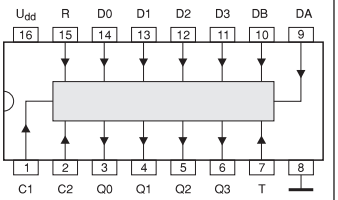
- Czas propagacji: 80ns przy 10V, 190ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

C	B	A	Q
H	X	X	H
X	H	X	H
X	X	H	H
L	L	L	L



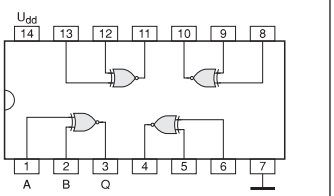
4076 Poczwórny rejestr typu D

T	R	DA	DB	C1	C2	D	Qn+1
X	X	X	X	H	X	X	Z
X	X	X	X	X	H	X	Z
X	H	X	X	L	L	X	L
L	L	X	X	L	L	X	Qn
⎍	L	H	X	L	L	X	Qn
⎍	L	X	H	L	L	X	Qn
⎍	L	L	L	L	L	L	L
⎍	L	L	L	L	L	H	H



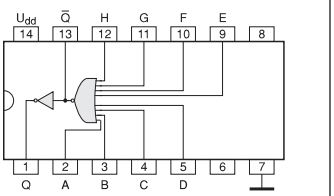
4077 Cztery bramki EX-NOR

A	B	Q
L	L	H
L	H	L
H	L	L
H	H	H



4078 8-wejściowa bramka NOR

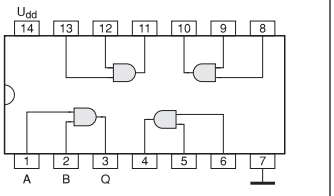
H	G	F	E	D	C	B	A	Q	$\overline{Q}$
H	X	X	X	X	X	X	X	L	H
X	H	X	X	X	X	X	X	L	H
X	X	H	X	X	X	X	X	L	H
X	X	X	H	X	X	X	X	L	H
X	X	X	X	H	X	X	X	L	H
X	X	X	X	X	H	X	X	L	H
X	X	X	X	X	X	H	X	L	H
X	X	X	X	X	X	X	H	L	H
L	L	L	L	L	L	L	L	H	L



4081 Cztery 2-wejściowe bramki AND

- Czas propagacji: 70ns przy 10V, 150ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

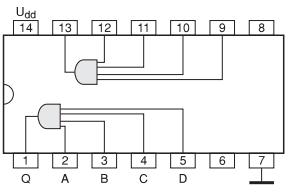
A	B	Q
L	L	L
L	H	L
H	L	L
H	H	H



4082 Dwie 4-wejściowe bramki AND

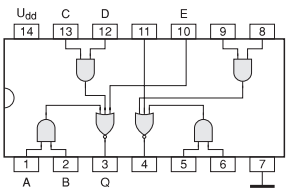
- Czas propagacji: 70ns przy 10V, 150ns przy 5V
- Łączny pobór prądu (1MHz): 0,5mA przy 5V, 1mA przy 10V

A	B	C	D	Q
L	X	X	X	L
X	L	X	X	L
X	X	L	X	L
X	X	X	L	L
H	H	H	H	H



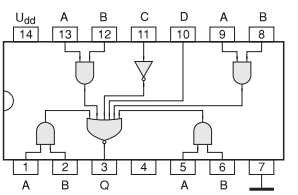
4085 Dwie odwracające bramki AND/OR

A	B	C	D	E	Q
L	L	L	L	L	H
X	X	X	X	H	L
H	H	X	X	X	L
X	X	H	H	X	L



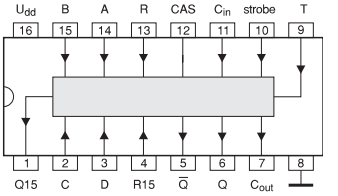
4086 Dwie odwracające bramki AND/OR

A	B	C	D	Q
L	L	H	L	H
X	X	L	X	L
X	X	X	H	L
H	H	X	X	L



4089 Dwójkowy układ mnożący

D	C	B	A	T	CAS	R	R15	Q	$\overline{Q}$	Q15
X	X	X	X	16x ⎍	H	L	L	H	?	⎍
H	X	X	X	16x ⎍	L	H	L	16x⎍	16x⎍	L
L	X	X	X	16x ⎍	L	H	L	L	H	L
X	X	X	X	16x ⎍	L	X	H	L	H	H
L	L	L	L	16x ⎍	L	L	L	L	H	⎍
L	L	L	H	16x ⎍	L	L	L	⎍	⎍	⎍
L	L	H	L	16x ⎍	L	L	L	2x⎍	2x⎍	⎍
L	L	H	H	16x ⎍	L	L	L	3x⎍	3x⎍	⎍
L	H	L	L	16x ⎍	L	L	L	4x⎍	4x⎍	⎍
:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:
H	H	L	H	16x ⎍	L	L	L	13x⎍	13x⎍	⎍
H	H	H	L	16x ⎍	L	L	L	14x⎍	14x⎍	⎍
H	H	H	H	16x ⎍	L	L	L	15x⎍	15x⎍	⎍



Przedwzmacniacz do wskaźnika wysterowania AVT-2241

Do czego to służy?

Jakiś czas temu, w jednym z numerów EdW opublikowany został opis układu iloczynowego wskaźnika wysterowania na 100 diodach LED. Układ spotkał się ze sporym zainteresowaniem czytelników i został przez nich wykonany w wielu egzemplarzach. Warto więc pokusić się o jego udoskonalenie i wykonać prostą przystawkę, znacznie podnoszącą wygodę użytkowania.

Wskaźnik wysterowania na 100 LED, podobnie jak większość takich wskaźników, wymaga dołączenia sygnału wejściowego pochodzącego najczęściej z końcówek mocy wzmacniacza akustycznego. Tak musi być zawsze, jeżeli rzeczywiście używamy wskaźnika jako elementu obrazującego stan wysterowania końcówek mocy wzmacniacza m. cz. Okazuje się jednak, że iloczynowy wskaźnik wysterowania najczęściej wykorzystywany jest jako niezwykle efektowny „bajerek", służący bardziej dekoracji domowego kącika audio, niż dokonywaniu jakichkolwiek pomiarów. Występującemu w takiej roli wskaźnikowi stawia się tylko jedno zadanie do wykonania: ma on efektownie błyskać w rytm muzyki. Z kolei dołączanie wskaźnika do wyjść głośnikowych wzmacniacza jest niejednokrotnie kłopotliwe, nie mówiąc już o tym, że audiofile niechętnie dołączają nietypowe urządzenia do ich kosztownego sprzętu.

Autor bynajmniej nie miał w swoich planach budowy jakiegokolwiek układu współpracującego z iloczynowym wskaźnikiem wysterowania. Został do tego zainspirowany znalezieniem obudowy wręcz idealnie nadającej się do umieszczenia w niej układu przedwzmacniacza. Zarówno wymiary, kształt jak i wykonane w płycie czołowej otwory na dwa mikrofony wprost wymusiły powstanie nowego, nie pierwszego dopasowanego do tej obudowy, projektu. Jest to obudowa typu KM-23, którą już kilkukrotnie stosowaliśmy w naszych projektach i z pewnością jeszcze wielokrotnie będziemy wykorzystywać.

Proponowany układ, poza sterowaniem wskaźnikiem AVT2241, może znaleźć także inne zastosowania. Jest on idealnym przedwzmacniaczem do wszelkiego typu układów iluminofonicznych, szczególnie stereofonicznych.

Jak każde urządzenie techniczne proponowany układ posiada zarówno zalety jak i wady. Niewątpliwą jego zaletą jest brak konieczności wykonywania jakichkolwiek połączeń pomiędzy aparaturą elektroakustyczną a przedwzmacniaczem. Wbudowane w układ dwa mikrofony elektretowe „słyszą" dochodzące do nich dźwięki i po odpowiednim wzmocnieniu przekazują je do wskaźnika. Ta zaleta, w pewnych okolicznościach może się jednak okazać także i wadą. Mikrofony odbierają przecież nie tylko muzykę, ale i wszystkie inne dźwięki dochodzące z otoczenia. Układ będzie równie dobrze reagował na muzykę jak i na dźwięk mowy ludzkiej czy inne odgłosy. Z jednej strony utrudnia to stosowanie układu, który należy umieścić jak najbliżej kolumn głośnikowych, a z drugiej może być dodatkowym, efektownym „bajerkiem". Urządzenie jest bardzo czułe i przy odpowiedniej regulacji może „słyszeć" nawet bardzo słabe dźwięki, reagując nawet na cichy szept zapalaniem diod. Otwiera to szerokie pole do eksperymentów z nietypowymi zastosowaniami iloczynowego wskaźnika wysterowania.

Nie bez znaczenia jest niski koszt wykonania układu, do którego budowy wykorzystano wyłącznie tanie i łatwo dostępne elementy.

Jak to działa?

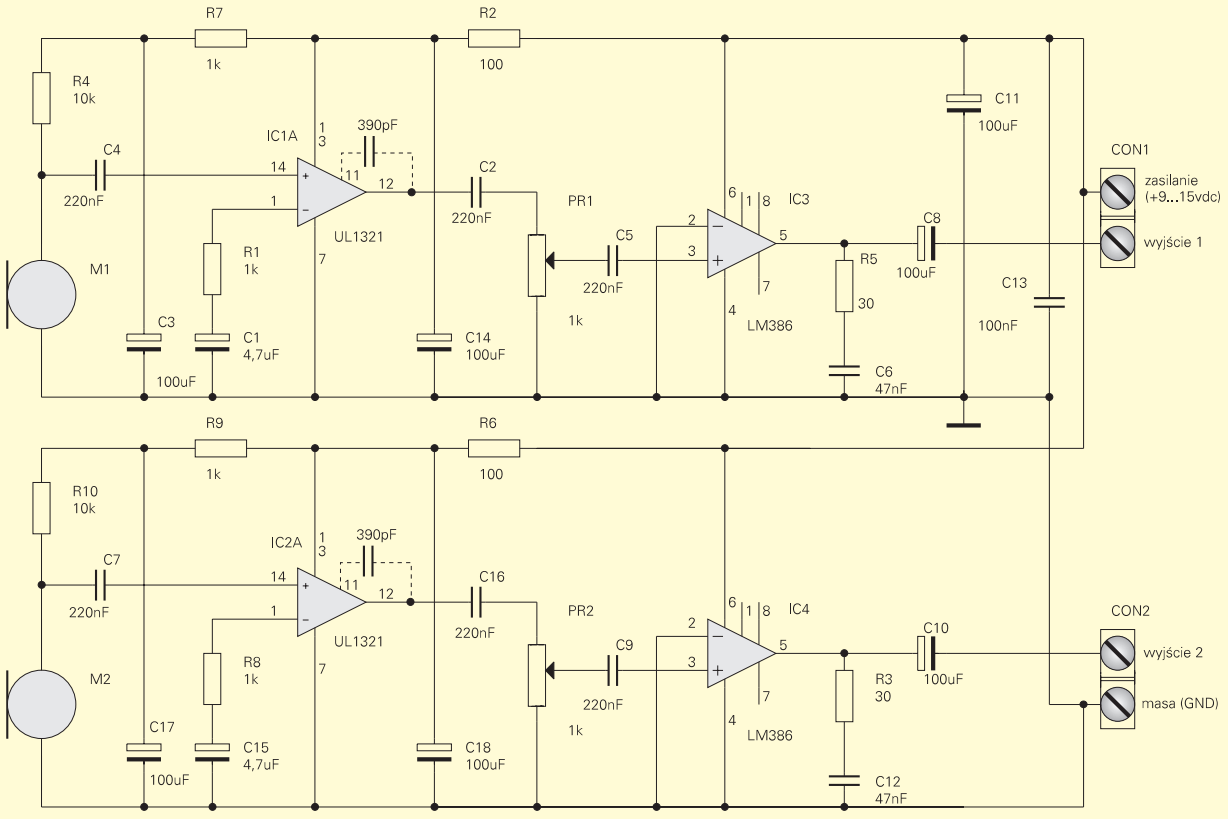
Schemat elektryczny proponowanego układu pokazany został na **rysunku 1**. Jak widać, układ do skomplikowanych raczej nie należy, tym bardziej, że na schemacie powtarzają się dwa identyczne bloki funkcjonalne, dwa niezależne tory wzmacniające. Tak więc dla zrozumienia działania całości wystarczy omówić tylko jeden z nich.

Każdy z torów składa się z trzech bloków: mikrofonu, układu przedwzmacniacza i wzmacniacza m.cz. Wejście układu stanowi dwukońcówkowy mikrofon elektretowy. Jest to element o dość wysokiej czułości i zupełnie przyzwoitych parametrach, doskonale nadający się do pracy w naszym układzie. Mikrofon zasilany jest za pośrednictwem rezystora szeregowego R4 z układu filtrującego napięcie zasilające, zbudowanego na rezystorze R7 i kondensatorze C3.

Słaby sygnał wytwarzany przez mikrofon poddawany jest wstępnemu wzmocnieniu w przedwzmacniaczu zrealizowanym na układzie scalonym UL1321 produkcji Śp. CEMI. Zastosowanie tego właśnie układu podyktowane zostało pójściem na kompromis pomiędzy ceną a parametrami technicznymi. Uważny Czytelnik z pewnością zapyta dlaczego w naszym przedwzmacniaczu zastosowane zostały aż dwa układy UL1321, z których wykorzystuje się tylko po jednym z dwóch zawartych w strukturze identycznych przedwzmacniaczy. Odpowiedź na to pytanie zostanie udzielona w dalszej, opisującej montaż i uruchomienie układu części artykułu.

UL1321 pracuje w typowej dla siebie aplikacji, wielokrotnie sprawdzonej w wielu konstrukcjach, także w serii 2000. Wzmocnienie układu możemy w bardzo szerokich granicach regulować za pomocą doboru wartości rezystora R1 (niejednokrotnie można w ogóle zrezygnować z jego stosowania). Przedwzmacniacz UL1321 zasilany jest z układu filtrującego napięcie zasilania zbudowanego z rezystora R2 i kondensatora C14.

Ostatnim stopniem naszego układu jest końcówka małej, ale zawsze mocy. Teraz z kolei wielu czytelników zapyta



Rys. 1. Schemat ideowy

o sens stosowania tego elementu. Przecież układ AVT-2241 dałby się z pewnością wysterować już z wyjścia przedwzmacniacza zrealizowanego na układzie UL1321? Tak, ale w takim wypadku przedwzmacniacz musiałby pracować z bardzo dużym wzmocnieniem, co mogłoby niejednokrotnie powodować wzbudzanie się tego, niezbyt wysokiej jakości, elementu. Był jeszcze drugi, ważniejszy powód zastosowania na wyjściu układu końcówek małej mocy: umożliwienie współpracy naszego układu z urządzeniami innymi niż wskaźnik wysterowania AVT-2241. Jak już wspomniano, układami takimi mogą być przede wszystkim urządzenia iluminofoniczne, także produkcji fabrycznej. Posiadają one niejednokrotnie wejścia przystosowane do współpracy z wyjściami mocy wzmacniaczy akustycznych i wymagają do wysterowania dość silnego sygnału.

Stopień wyjściowy naszego układu zbudowany został z wykorzystaniem popularnej i dobrze już znanej czytelnikom EdW kostki LM386. Prostota układu została doprowadzona przez jego producenta do absolutnej perfekcji: do „życia" wystarcza mu jeden rezystor i trzy kondensatory! W takiej właśnie konfiguracji pracuje LM386 w naszym układzie. Wysterowywany jest z wyjścia przedwzmacniacza za pośrednictwem potencjometru PR1, którym możemy regulować czułość układu.

Kondensatory C11 i C13 blokują napięcie zasilania zwierając do masy ewentualne impulsy zakłócające.

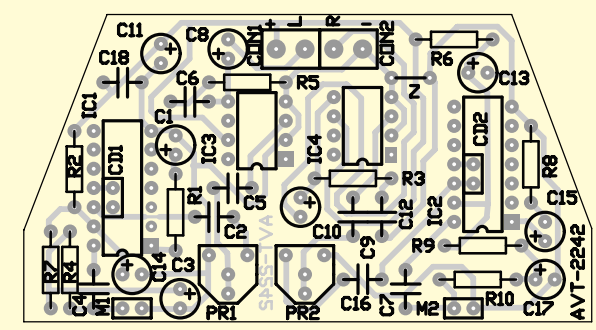
Montaż i uruchomienie

Mozaika ścieżek płytki drukowanej wykonanej na laminacie jednostronnym oraz rozmieszczenie na niej elementów pokazane zostało na **rysunku 2**. Pomimo dość dużego stopnia skomplikowania przebiegu ścieżek udało się uniknąć stosowania drogiej płytki wykonanej na laminacie dwustronnym z metalizacją. Niestety, okupione to zostało koniecznością zastosowania jednej, oznaczonej na stronie opisowej płytki jako „ZW1", zwory. Od tej właśnie nieszczęsnej zworki rozpoczniemy montaż układu, wlutowując następnie rezystory, zalecane podstawki pod układy scalone i na końcu elementy największe – potencjometry montażowe i kondensatory elektrolityczne. I tu jedna uwaga praktyczna: w układzie modelowym mającym współpracować jedynie z wskaźnikiem wysterowania AVT-2241 jako PR1 i PR2 zastosowane zostały potencjometry montażowe i takie będą dostarczane w kicie. Układ został „raz na zawsze" wyregulowany i zamknięty w obudowie. Jeżeli jednak przewidujecie konieczność częstej zmiany czułości układu, to PR-ki można z powodzeniem zastąpić potencjometrami o dość dowolnej (4,7k 100k) wartości. Produkowane są obecnie potencjometry obrotowe o tak małych wymiarach, że z łatwością zmieszczą się w proponowanej obudowie.

Mikrofony elektretowe montujemy za pomocą kawałków srebrzanki lub obciętych końcówek oporników tak, aby znalazły się dokładnie naprzeciwko otworów w przedniej części obudowy.

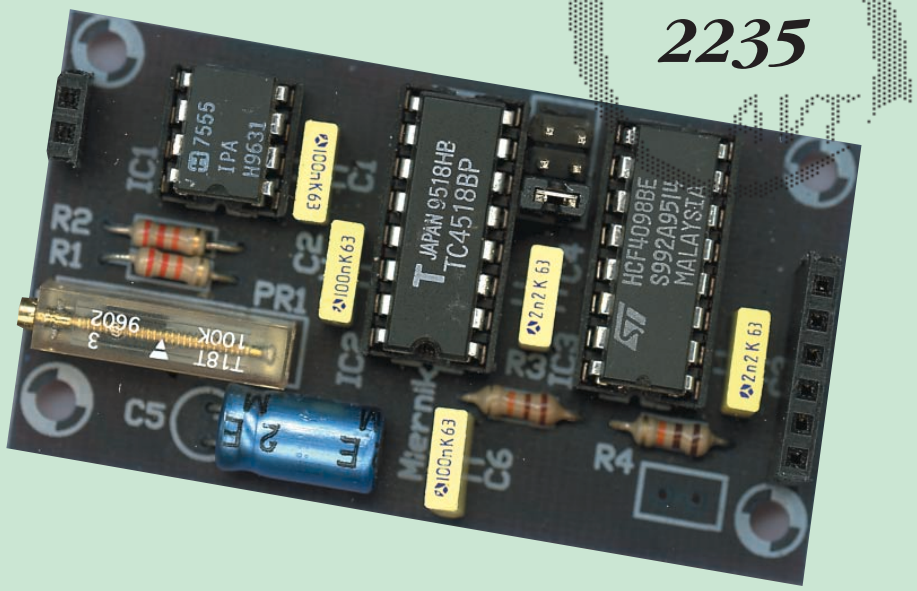
Po zmontowaniu całego układu i umieszczeniu układów scalonych w podstawkach przyjdzie pora na jego prostą regulację. Układ może być zasilany napięciem stałym o wartości 9 15V, a pobór prądu jest znikomo mały, w każdym razie w porównaniu z „pożeraczem energii elektrycznej" jakim jest bez wątpienia nasz iloczynowy wskaźnik wysterowania.

c.d. na str. 57



Rys. 2. Schemat montażowy

Najprostszy miernik częstotliwości (przystawka do AVT-2219)



Do czego to służy?

Proponowane urządzenie jest typowym układem „treningowym", co nie oznacza, że nie posiada ono wcale walorów użytkowych. Wprost przeciwnie, zbudujemy pełnosprawny, nadający się do wielu zastosowań praktycznych miernik częstotliwości. Jednak głównym powodem skonstruowania tego układu była chęć zademonstrowania elementarnych możliwości opisanego w tym numerze układu ICM7217 i podania pierwszego praktycznego przykładu wykorzystania modułu AVT-2219.

Czy nazwa nadana niżej opisanemu układowi jest prawidłowa? Chyba tak, ponieważ miernik częstotliwości składający się z zaledwie trzech tanich i ogólnie dostępnych układów scalonych, oraz uniwersalnego modułu licznikowego AVT-2219 można nazwać „najprostszym". Ta prostota i taniość niesie za sobą jednak pewne ograniczenia. Pierwszym jest mała liczba cyfr jaką miernik może wyświetlić, a co za tym idzie jego niezbyt wysoka dokładność przy pomiarze częstotliwości większych niż 9999Hz. Drugim ograniczeniem, także wpływającym na dokładność, jest rezygnacja z zastosowania oscylatora kwarcowego na rzecz prostego generatora zbudowanego na NE555. Należy jednak sądzić, że w praktyce amatorskiej taka dokładność okaże się wystarczająca. Z pewnością wielu czytelników pomyśli o zastosowaniu naszego układu jako obrotomierza samochodowego. Takie zastosowanie omawianego układu jest oczywiście możliwe, ale autor raczej je odradza. Wprawdzie zakres pomiarowy miernika idealnie pokrywa się z zakresem obrotów zwykłego silnika samochodowego, ale wyświetlanie jednostek i setek obrotów jest w przypadku amatorskiego obrotomierza zupełnie zbędne. Nawet przy bardzo równomiernej pracy silnika dwie najmłodsze cyfry będą raczej migotać, niż cokolwiek sensownego pokazywać.

Nie są to wartości imponujące, ale przy tak prostej i taniej konstrukcji....

Wielu czytelników wpadło zapewne na pomysł prostego sposobu rozszerzenia możliwości proponowanego miernika polegający na dobudowaniu kolejnego modułu AVT-2219. Rzeczywiście, otrzymalibyśmy w ten sposób miernik 8-cyfrowy, ale pracujący maksymalnie do częstotliwości 5 MHz. Firma HARRIS gwarantuje wprawdzie maksymalną częstotliwość pracy układu ICM7217 równą 2 MHz, ale z praktyki wiadomo, że działa on poprawnie jeszcze przy 5MHz. Jest to jednak stanowczo za mało do skonstruowania 8-cyfrowego miernika. Najstarsza cyfra nie zostałaby w ogóle wykorzystana, a przedostatnia tylko w połowie. Niech więc nasz miernik pozostanie raczej tym czym jest: prostym i tanim przyrządem pomiarowym ogólnego zastosowania.

Podstawowe dane techniczne minimiernika częstotliwości:

Czasy bramkowania:	1 s, 100 ms, 10 ms
Zakresy:	9,999Hz, 99,99kHz i 999,9kHz
Napięcie zasilania:	+5VDC
Wejście:	TTL – CMOS z przerzutnikiem Schmitta

Jak to działa?

Schemat elektryczny miernika częstotliwości pokazany został na **rysunku 1**, a schemat blokowy jego połączenia z modułem AVT-2219 na **rysunku 2**. Układ jest tak prosty, że zrozumienie zasady jego działania nie sprawi trudności nawet zupełnie początkującemu w technice cyfrowej elektronikowi. Schemat możemy podzielić na trzy części: układ generujący częstotliwość wzorcową, dzielnik częstotliwości i układ formujący impulsy sterujące pracą licznika ICM7217. Jako generator częstotliwości wzorcowej autor zastosował, zgodnie ze swoimi upodobaniami, multiwibrator typu NE555. Jest to kostka wręcz idealnie nadająca się do tego celu. Generator zbudowany z wykorzystaniem oscylatora kwarcowego miałby z pewnością nieco lepsze parametry, ale miałby także nieco wyższą cenę, a ponadto zastosowania takiego oscylatora wymusiłoby rozbudowanie konstrukcji o dodatkowe dzielniki częstotliwości. Możemy przyjąć, że stabilność częstotliwości generowanej przez NE555 zależy w zasadzie tylko od jakości zastosowanych elementów zewnętrznych, natomiast sam układ jest praktycznie niewrażliwy na zmiany temperatury i wahania napięcia zasilającego. Dla naszego prościutkiego miernika parametry takiego generatora będą w zupełności wystarczające .

Generator z NE555 wytwarza częstotliwość minimalnie większą od 100Hz. Dlaczego nie jest to częstotliwość dokładnie równa 100Hz, dowiemy się za chwilę. Przebieg prostokątny z wyjścia 3 IC1 kierowany jest następnie na wejście dwudekadowego dzielnika częstotliwości zrealizowanego z wykorzystaniem popularnego licznika dziesiętnego 4518. W układzie IC2B częstotliwość jest dzielona przez 10, a następnie w układzie IC2A ponownie przez 10. Wszystkie trzy przebiegi, z wyjścia IC1 i z najstarszych wyjść obydwóch liczników kierowane są następnie do przełącznika JP1. Tak więc mamy do dyspozycji trzy czasy bramkowania: 10ms., 100ms. i 1s., które możemy wybierać za pomocą prostego przestawienia jumpera JP1. Z wyjścia przełącznika JP1 wybrany przebieg kierowany jest następnie na wejście pierwszego z dwóch uniwibratorów zbudowanych z wykorzystaniem znanego wszystkim układu CMOS – 4098. Układ ten zawiera

w swojej strukturze dwa uniwersalne generatory monostabilne, które posłużą nam do generacji impulsów sterujących pracą modułu licznika czterocyfrowego.

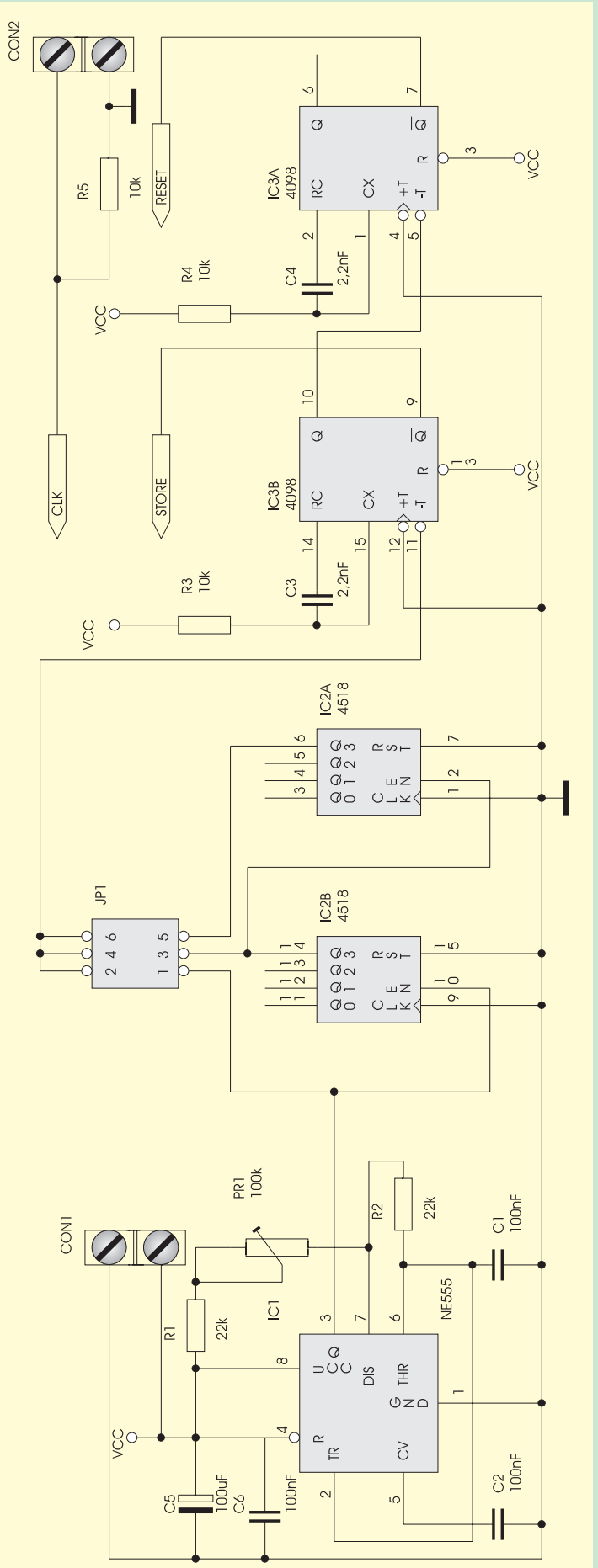
Opadające zbocze sygnału podawanego na wejście -T IC3B powoduje wygenerowanie przez ten układ na wyjściu Q\ krótkiego impulsu ujemnego. Impuls ten skierowany jest na wejście STORE układu ICM7217, co powoduje przepisanie zawartości tego licznika do rejestru wyjściowego. Po ponownym wystąpieniu na wejściu STORE stanu wysokiego, dane zostają „zatrzaśnięte" w rejestrze wyjściowym, a ich wartość jest wyświetlana na czterech wyświetlaczach. Opadające zbocze impulsu z wyjścia Q uniwibratora IC3B powoduje rozpoczęcie generacji impulsu przez generator monostabilny IC3A. Ujemny impuls z wyjścia Q\ tego układu kierowany jest na wejście RESET ICM7217 powodując wyzerowanie zawartości tego licznika i rozpoczęcie cyklu zliczania od początku.

Dla uproszczenia w układzie nie zastosowano oddzielnego układu bramkowania impulsów wejściowych, które podawane są przez cały czas na wejście COUNT licznika ICM7217. Wiemy już teraz, dlaczego częstotliwość generowana przez IC1 musi być minimalnie większa od 100Hz. Gdyby bowiem okres przebiegu użytego do sterowania licznikiem był dokładnie równy np. 100ms., to rzeczywisty czas bramkowania byłby mniejszy od założonego o czas trwania impulsu zerującego licznik.

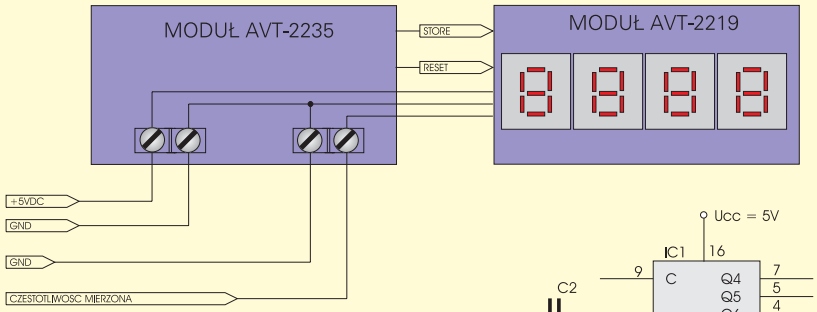
Sprawdźmy jeszcze raz, czy w naszym układzie wszystko działa jak należy. Wybieramy częstotliwość sterowania licznikiem ICM7217, np. 1Hz. Układ rozpoczyna pracę, licznik w module AVT-2219 zlicza impulsy podawane na jego wejście COUNT. Po upływie sekundy na jego wejście STORE podany zostaje impuls ujemny, co powoduje przepisanie zawartości licznika do rejestru wyjściowego i wyświetlenie wyników. Następnie licznik jest zerowany ujemnym impulsem na wejściu RESET i cykl rozpoczyna się od początku. A więc wszystko działa i nawet wiemy, co nie zawsze jest takie oczywiste, dlaczego działa.

Montaż i uruchomienie

Mozaika ścieżek płytki drukowanej wykonanej na laminacie jednostronnym oraz rozmieszczenie na niej elementów pokazane zostało na **rysunku 3**. Montaż wykonamy w typowy sposób, rozpoczynając od wlutowania rezystorów, a na podstawkach pod układy scalane kończąc. Trochę nietypowy będzie sposób montażu złącz służących połączeniu naszego układu z modułem AVT-2219. Najlepszym sposobem połączenia modułów w jedną całość będzie zastosowanie złącz szufladkowych pasujących do goldpinów, które wlutujemy w płytkę modułu AVT-2219. Musimy przygotować dwa złącza szufladkowe: jedno z dwoma, a drugie z sześcioma otworami. W tym celu dostarczone w kicie złącze z dziesięcioma otworami musimy delikatnie przeciąć na dwie części. Czynność tę można wykonać za pomocą piłki do metalu, a następnie wyrównać brzegi złącz drobnym pilnikiem. Następnie tak wykonane złącza lutujemy w miejsce oznaczone na płytce CON3 i CON4. Kolejną czynnością będzie odpowiednie dopasowanie modułu licznika do współpracy z naszym układem. Będzie ono polegało na przylutowaniu do spodniej płytki modułu licznika dwóch szeregów po 8 goldpinów. Z pewnością wielu czytelników zapyta, dlaczego musimy zastosować aż tyle połączeń? Przecież nasz układ wystarczy połączyć z modułem licznika tylko pięcioma przewodami! To wszystko prawda, ale pamiętajmy, że moduł AVT-2219 ma charakter uniwersalny i musi być zaopatrzony w złącza odpowiednie dla każdego, jeszcze nawet nie znanego zastosowania. Zastosowane rozwiązanie pozwala na połączenie ze sobą modułów dosłownie jednym ruchem ręki, rozłączeniu ich w dowolnym momencie i wykorzystanie modułu licznika do pracy w zupełnie innym urządzeniu.

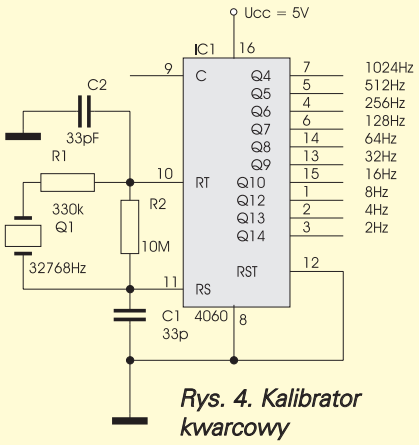


Rys. 1. Schemat ideowy

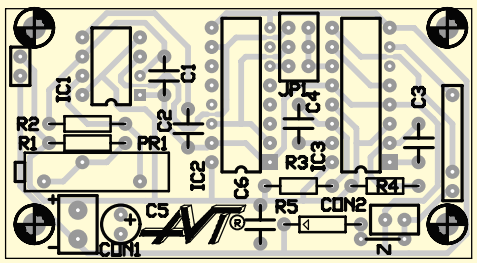


Rys. 2. Współpraca z modułem AVT-2219

Po zmontowaniu całości łączymy ze sobą obydwa moduły i dołączamy zasilanie +5VDC. Nasz układ będzie wymagał teraz prostej regulacji polegającej na ustawieniu potencjometrem montażowym PR1 odpowiedniej częstotliwości generowanej przez IC1. Do dokonania tej regulacji potrzebna nam będzie częstotliwość wzorcowa, najlepiej z przedziału 1-9kHz. Jeżeli dysponujemy generatorem wytwarzającym dokładnie znaną częstotliwość z podanego zakresu to dołączamy jego wyjście do wejścia naszego układu i pokręcając potencjometrem montażowym PR1 uzyskujemy wyświetlenie właściwego wyniku pomiaru na wyświetlaczach. Jeżeli jednak nie mamy dostępu do generatora dobrej klasy, to pozostaje nam zbudowanie sobie na kawałku płytki uniwersalnej prostego i taniego generatora, który może teraz i przyszłości posłużyć jako względnie dokładny wzorzec. Schemat takiego generatora wykorzystującego tani kwarc „zegarkowy" przedstawiony jest na **rysunku 4**. Największa częstotliwość jaką możemy uzyskać z tego generatora może, od biedy, posłużyć do skalibrowania naszego miernika.



Rys. 4. Kalibrator kwarcowy



Rys. 3. Schemat montażowy

Wykaz elementów

Rezystory
PR1: potencjometr montażowy wieloobrotowy100kΩ
R1, R2: 22kΩ
R3, R4, R5: 10kΩ

Kondensatory
C1, C2, C6: 100nF
C3, C4: 2,2nF
C5: 100µF/6,3V

Półprzewodniki
IC1: NE555
IC2: 4518
IC3: 4098

Pozostałe
CON2, CON1: ARK2 (mały)
10 goldpinów
złącze szufladkowe 10 pinów

Zbigniew Raabe

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2235.

Przedwzmacniacz, *c.d. ze str. 54*

Aha, autor zapomniał, że rezystorów R1 i R8 nie powinniśmy na razie montować. Łączymy więc wyjścia (na stronie opisowej płytki oznaczone one zostały jako „L" i „R") naszego przedwzmacniacza z wejściami wskaźnika wysterowania i wydając dość głośne dźwięki staramy się uzyskać efekty optyczne na wyświetlaczu 100 diod LED. Pamiętajmy jednak o jednym: AVT-2241 jest wskaźnikiem iloczynowym i sygnał o właściwej amplitudzie musi być dostarczany jednocześnie do obu jego wejść! Jeżeli uzyskane efekty nie okażą się zadawalające, a sygnał wyjściowy naszego przedwzmacniacza zbyt słaby, to możemy zwiększyć wzmocnienie stosując rezystory R1 i R8 o dobranej odpowiednio wartości, np. 1k.

Uważni czytelnicy zauważyli już z pewnością dodatkowe elementy oznaczone na płytce jako CD1 i CD2, które nie występują na schemacie. Zaraz wytłumaczymy, o co chodzi. Otóż układ UL1321 charakteryzuje dość nieprzyjemna cecha: skłonność do wzbudzania się przy większym wzmocnieniu. Jeżeli więc stwierdzimy, że po zastosowaniu rezystorów R1 i R8 przedwzmacniacze zaczęły się wzbudzać, to należy zastosować dodatkowe kondensatory włączone pomiędzy 12 i 11 nóżki układu UL1321. Taka możliwość wyeliminowania wzbudzeń istnieje jednak tylko w jednym z zawartych w strukturze UL1321 przedwzmacniaczy. To właśnie spowodowało konieczność zastosowania aż dwóch kostek tego typu! Wartość kondensatorów CD1 i CD2 najlepiej ustalić doświadczalnie. W kicie dostarczane będą, na wszelki wypadek, kondensatory o wartości 390pF.

Pozostał nam już tylko jedna, niestety dość kłopotliwa czynność do wykonania: umieszczenie układu przedwzmacniacza w dedykowanej mu obudowie. Niestety, producent obudowy nie umieścił w niej jakichkolwiek elementów mocujących, żadnych kołków czy otworów na śrubki. Na szczęście, małą i lekką płytkę możemy po prostu „upchnąć" w obudowie za pomocą kawałków gąbki, a płytę czołową obudowy przykręcić za pomocą małych blachowkrętów.

Wykaz elementów

Rezystory
R4, R10: 10kΩ
PR1, PR2, R1, R7, R8, R9: 1kΩ
R2, R6: 100Ω
R3, R5: 30Ω

Kondensatory
C1, C15: 4,7 µF/16V
C2, C4, C5, C7, C9, C16: 220nF
C3, C8, C10, C11, C14, C17, C18: 100µF/16V
C6, C12: 47nF
C13 100nF
CD1, CD2: 390pF

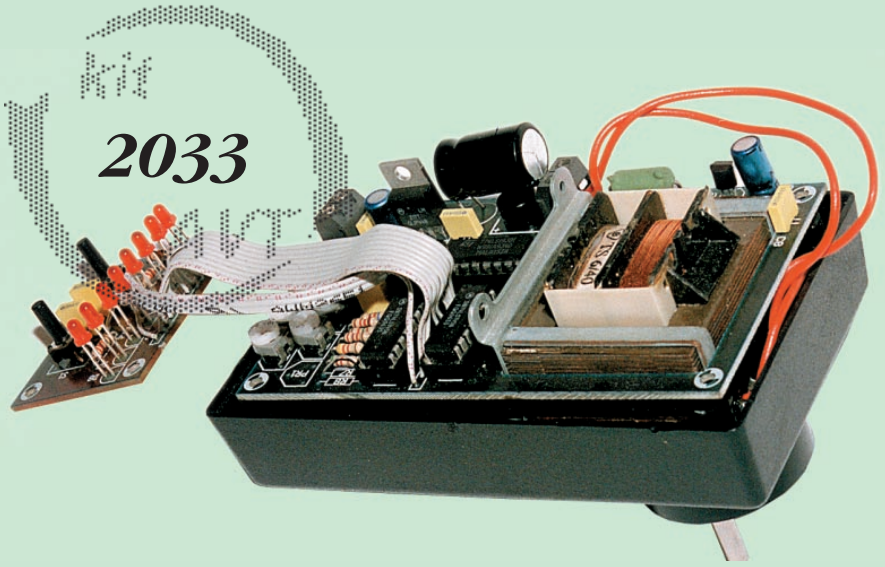
Półprzewodniki
IC2, IC1: UL1321
IC3, IC4: LM386

Pozostałe
CON2, CON1: ARK2 (3,5 mm)
M1, M2: mikrofon elektretowy

Zbigniew Raabe

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2242.

Uniwersalny zasilacz „wtyczkowy”



Do czego to służy?

Chyba nikomu z czytelników EdW nie trzeba tłumaczyć do czego służy zasilacz sieciowy: jest to podstawowe i absolutnie niezbędne wyposażenie nawet bardzo skromnej pracowni elektronicznej. W EdW i EP opisano już wiele konstrukcji zasilaczy, mniej lub bardziej rozbudowanych. Praktyka jednak wykazuje, że opisów takich urządzeń nigdy nie jest za dużo, a koncepcji budowy idealnego zasilacza sieciowego jest dokładnie tyle, ilu jest elektroników.

Większość dotąd opisanych zasilaczy było konstrukcjami projektowanymi z dużym „rozmachem”, zapewniającymi duże rezerwy mocy dostarczanego prądu. Powodowało to z kolei konieczność wyposażania takich konstrukcji w transformatory dużej mocy i radiatory chłodzące elementy wykonawcze. Wpływało to znacząco na koszt wykonania urządzenia i zwiększało znacznie jego rozmiary. A jak wiadomo, portfele wielu młodych konstruktorów bywają bardzo chude, a „pracownia konstrukcyjna” to najczęściej mały stoliczek, służący także nauce czy innym czynnościom domowym.

Urządzenia elektroniczne pobierają obecnie coraz mniej energii elektrycznej. W amatorskich konstrukcjach cyfrowych panują niepodzielnie układy CMOS, których pobór prądu nieraz nawet trudno zmierzyć. Układy TTL serii LS, czy zwłaszcza HCT także potrzebują niewiele energii. Tak więc konstruowanie zasilaczy o wydajności prądowej wielu amperów niejednokrotnie nie ma uzasadnienia technicznego ani ekonomicznego.

Proponowana konstrukcja jest typowym przykładem zasilacza do pracowni początkującego elektronika, co bynajmniej nie oznacza, że cechują ją marne parametry użytkowe. Wręcz przeciwnie, układ został skonstruowany w oparciu o scalony stabilizator LM317 o znakomitych parametrach! Jedynym ograniczeniem będzie jedynie niezbyt duża wydajność prądowa układu. Największą zaletą zasilacza AVT-2033 są jego małe wymiary. Można nawet powiedzieć, że urządzenie w ogóle nie zajmuje miejsca na stole warsztatowym, ponieważ jest zamocowane bezpośrednio do gniazdka sieciowego!

Wspomnieliśmy, że układ przeznaczony jest przede wszystkim dla początkujących konstruktorów. Nie jest to do końca prawda, ponieważ może on być także użyteczny dla wszystkich elektroników, np. w sytuacji kiedy zajdzie potrzeba zasilania jakiegoś urządzenia „w terenie” lub w jakiejś prowizorycznej pracowni.

A oto podstawowe dane techniczne naszego zasilacza:

1. Zasilanie z sieci energetycznej 220VAC.
2. Osiem różnych napięć wyjściowych jest programowanych przez użytkownika. W układzie modelowym ustawiono następujące napięcia, które wydają się zaspakajać wszystkie codzienne potrzeby konstruktorów: 1.5, 3, 5, 6, 9, 12 i 15VDC.
2. Wydajność prądowa zasilacza jest zależna od zastosowanego transformatora i używanego aktualnie transformatora. W układzie modelowym (transformator TS6/40) wynosiła 0,7A przy napięciu wyjściowym 5V; a 0,5A przy napięciu 15V.
3. Zmiana napięcia wyjściowego dokonywana jest za pomocą dwóch przycisków: „UP” i „DOWN”.

Jak to działa?

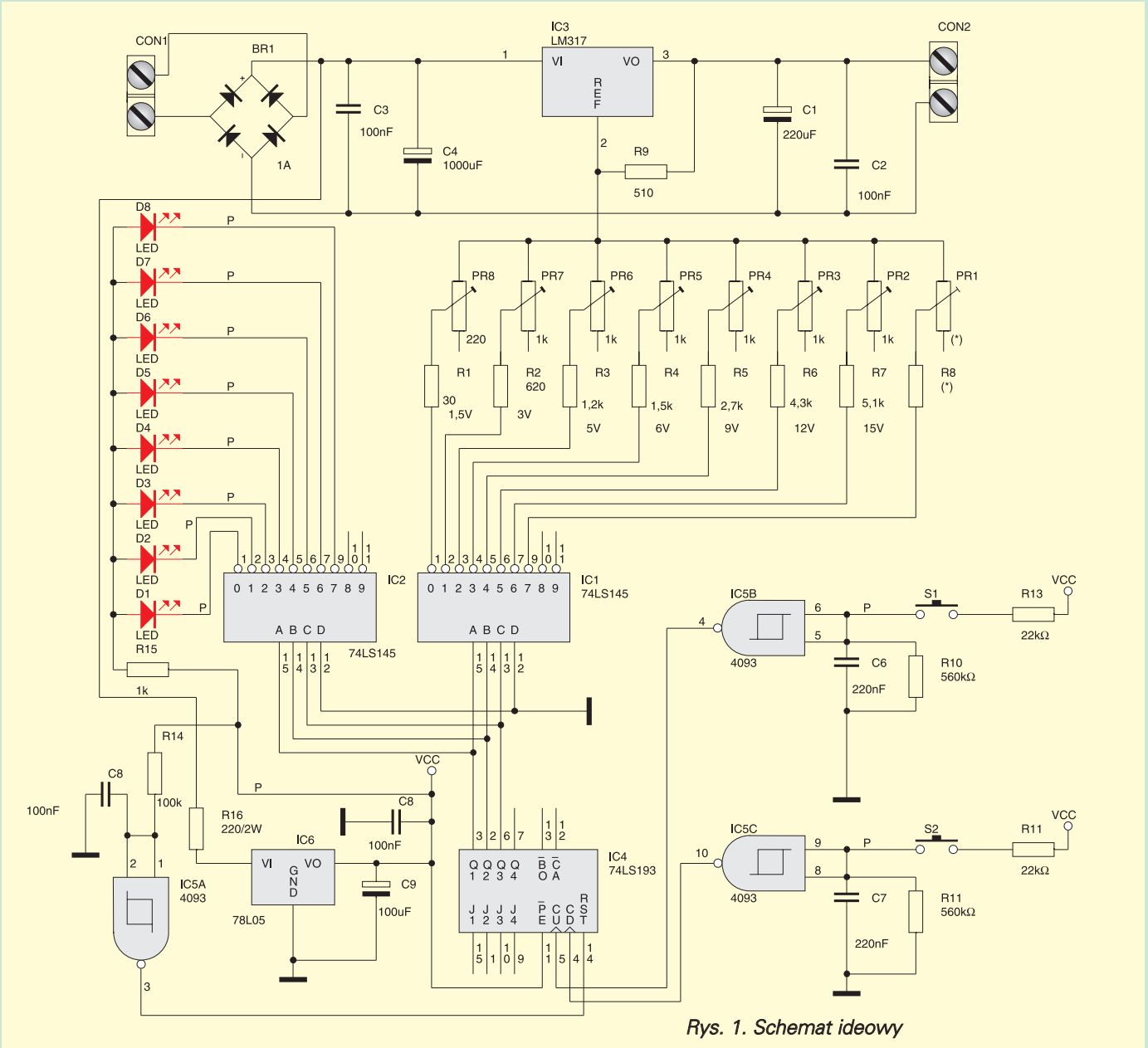
Schemat elektryczny zasilacza pokazany został na **rysunku 1**. Jak widać, układ nie jest nadmiernie skomplikowany i jego wykonanie nie sprawi kłopotu nawet mało doświadczonemu konstruktorowi. Schemat można podzielić na dwa podstawowe bloki: układ stabilizatora napięcia zrealizowany na IC3 – LM317 i układ sterujący zbudowany z kostek IC1, IC2, IC4 i IC5.

Stabilizator napięcia składa się z prostownika zbudowanego z scalonego mostka prostowniczego BR1, kondensatora C4 wygładzającego wyprostowane napięcie i kondensatora C3. Do wyjścia prostownika dołączone jest wejście stabilizatora napięcia IC3. Aby umożliwić zaprogramowanie ośmiu napięć wyjściowych, należało zastosować sześć odpowiednio dobranych dzielników napięcia, a ściślej mówiąc jednego rezystora dołączonego pomiędzy wyjście stabilizatora i jego wejście regulacyjne i sześciu rezystorów dołączanych od strony masy do wejścia REF. Z pozoru sprawa była trywialnie prosta: należało jedynie za pomocą ogólnie znanych wzorów obliczyć wartości rezystorów i wlutować je w płytkę. Takie rozwiązanie pociągnęłoby za sobą konieczność zastosowania rezystorów precyzyjnych, drogich i nie zawsze łatwo dostępnych. Poradziliśmy sobie jednak inaczej: zamiast jednego precyzyjnego rezystora zastosowaliśmy potencjometr montażowy i zwykły rezystor o wartości mniejszej od wymaganej o mniej więcej połowę wartości potencjometru montażowego. Takie rozwiązanie pozwoli na precyzyjną regulację napięcia wyjściowego bez konieczności stosowania trudno dostępnych elementów.

Przejdźmy teraz do opisu cyfrowego układu sterującego. Prawdę mówiąc, ta część układu jest głównie efektownym „bajerem” i można ją zastąpić zwykłym przełącznikiem ośmiopozycyjnym. Ale przecież wszyscy lubimy efektowne rozwiązania, szczególnie jeżeli nie zwiększają one (a niekiedy nawet zmniejszają) kosztów wykonania urządzenia.

Analizę działania części cyfrowej rozpoczniemy w momencie włączenia zasilania. Na wejściu bramki IC5A utrzymuje się przez czas określony pojemnością kondensatora C5 i rezystancją R4 stan niski, a w konsekwencji na wejście zerujące układu licznika rewersyjnego IC4 podany zostaje stan wysoki, powodując jego wyzerowanie. Na wyjściach „0” dekoderów IC1 i IC2 ustawiony zostaje stan niski, a właściwie włączone zostają tranzystory Open Collector, będące wyjściami tych układów. Tak więc na wyjściu naszego zasilacza pojawi się najniższe z ustawionych napięć. Ma to znaczenie dla bardziej roztargnionych elektroników, ponieważ uniemożliwia uszkodzenie układu dołączonego przez zapomnienie na stałe do zasilacza.

Wejścia zegarowe licznika rewersyjnego IC4 dołączone są do wyjść bramek



Rys. 1. Schemat ideowy

IC5A i IC5B. Łatwo zauważyć, że chwilowe naciśnięcie przycisku S1 spowoduje podanie impulsu zegarowego na wejście CU (Count Up) licznika i w konsekwencji zwiększenie jego zawartości o 1. Stan niski wystąpi wtedy na wyjściu 2 IC1, powodując dołączenie do masy kolejnego dzielnika napięcia i zmianę napięcia wyjściowego na 3V. Kolejne impulsy spowodują „przesuwanie się" stanu niskiego na wyjściach IC1 w górę i włączanie kolejnych dzielników napięcia. Naciskanie przycisku S2 spowoduje za każdym razem zmianę stanu licznika IC4 o -1, a w konsekwencji skokowe zmniejszanie się napięcia wyjściowego. Fragmenty układu z rezystorami R10, R13, R11 i R12 oraz kondensatorami C6 i C7 służą likwidowaniu skutków wielokrotnego odbijania styków S1 i S2.

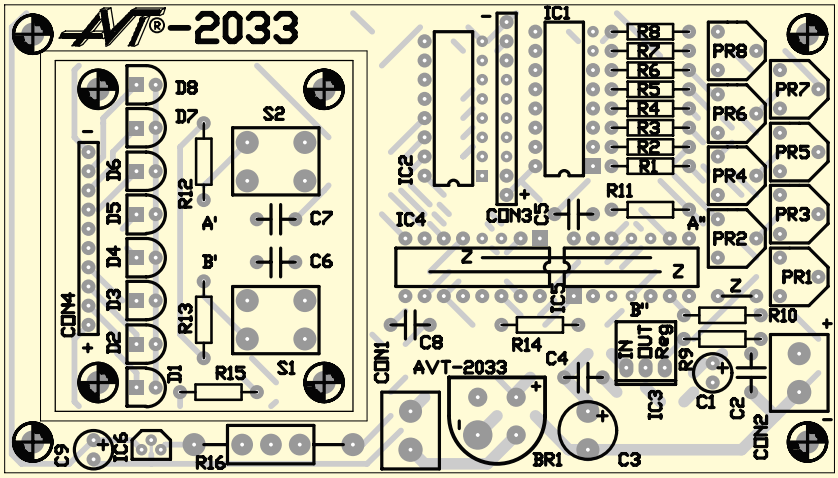
Dekoder IC2 pełni w układzie tylko jedną funkcję: pracując symultanicznie z dekoderem IC1 powoduje zapalanie kolejnych diod sygnalizujących, jakie napięcie występuje aktualnie na wyjściu zasilacza.

W układzie zastosowano pomocniczy stabilizator napięcia +5VDC – IC6, służący zasilaniu części cyfrowej zasilacza. Ponieważ napięcie na wejściu tego układu mogłoby przekroczyć bezpieczną dla niego wartość zastosowano rezystor szeregowy R6, na którym odkłada się większość napięcia występującego pomiędzy wyjściem prostownika, a wejściem stabilizatora IC6.

Montaż i uruchomienie

Na **rysunku 2** przedstawiono widok mozaiki ścieżek i rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej. Właściwie na dwóch płytkach, ponieważ tym razem mamy do czynienia z przedziwnym wytworem wyobraźni autora: płytką drukowaną umieszczoną wewnątrz drugiej płytki! Nie było to jednak spowodowane ekstrawagancją, ale chęcią ekonomicznego wykorzystania powierzchni laminatu. Ponieważ wewnątrz większej płytki konieczne było wycięcie dość dużego otworu na transformator, nic nie stało na przeszkodzie, aby w tym otworze umieścić płytkę mniejszą.

Montaż rozpoczniemy od rozdzielenia obydwu płytek i wyrównania ich krawędzi za pomocą pilnika. Następnie wlutowujemy trzy paskudne zworki, a dalej postępujemy zgodnie z powszechnie znanymi zasadami montażu układów elektronicznych. Zanim jednak cokolwiek wlutujemy w mniejszą płytkę, wykorzystamy ją jako matrycę do wykonania otworów w obudowie. Z pewnością wielu czytelników zauważyło już dziwaczne otworki umieszczone pomiędzy punktami lutowniczymi diod świecących i przycisków S1 i S2. Zaraz dowiemy się, do czego one służą, ale najpierw musimy podjąć decyzję czy nasz zasilacz wykonamy w wersji standardowej,



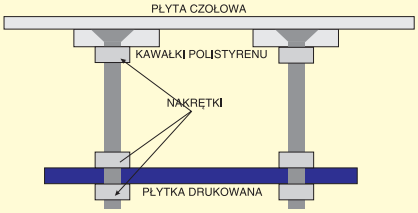
Rys. 2. Schemat montażowy

czy też będzie on miał szczególnie efektownie wykonaną obudowę. Autor jest przekonany, że wszyscy czytelnicy wybiorą wersję drugą i posługując się małą płytką drukowaną jako matrycą przewiercą poprzez płytkę dziesięć małych otworków w pokrywie obudowy. Jeżeli jednak komuś nie zależy aż tak bardzo na wyglądzie zewnętrznym zasilacza, to powinien wywiercić jeszcze cztery otwory f3 mm w narożach płytki.

Po wykorzystaniu mniejszej płytki jako matrycy montujemy obie części układu, nie zapominając o wlutowaniu podstawek pod układy scalone. Układ stabilizatora IC3 lepiej wlutować od strony ścieżek (odwrócony o 180˚ w stosunku do oznaczeń na stronie opisowej), ułatwi to bowiem ewentualne wyposażenie go w radiator, którym może być możliwie duży kawałek blachy duralowej. Po złożeniu płytek przyjdzie pora na nieco nużącą czynność, jaką będzie połączenie ich kabelkami. Na płytkach umieszczone są dwa rzędy otworów oznaczonych jako CON3 i CON4. Nie są to jednak żadne typowe złącza, ale po prostu punkty, które musimy odpowiednio połączyć ze sobą. Po wykonaniu dziesięciu połączeń (do diod D1 D8 oraz „+" i „-") pozostaną nam jeszcze dwa połączenia kablowe: punkty oznaczone jako „A " i „A " oraz „B " i „B ".

Układ zmontowany ze sprawdzonych elementów nie wymaga uruchamiania, ale jedynie starannej regulacji. Dołączamy do niego transformator, a na wyjście woltomierz, najlepiej cyfrowy, dobrej klasy. Przyciskiem S1 lub S2 ustawiamy pierwsze z mających być zaprogramowanych napięć (pali się dioda D1) i pokręcając potencjometrem montażowym PR1 ustawiamy na wyjściu napięcie 1,5V. Następnie przestawiamy przełącznik elektroniczny na kolejną pozycję (D2) i regulujemy następnym PR-kiem napięcie 3V. Powtarzamy regulację dla kolejnych napięć: 5, 6, 9, 12 i 15V. Ostatnia pozycja przełącznika pozostaje na razie nie wykorzystana i stanowi rezerwę na przyszłość, gdyby kiedyś okazało się, że potrzebne jest jeszcze jedno napięcie wyjściowe. Rezystor i PR-ek na tej pozycji zastępujemy tymczasowo zworą, co pozwoli uniknąć przypadkowego uszkodzenia zasilanego układu zbyt wysokim napięciem (przy rezystancji PR8 + R8 równej zeru napięcie na wyjściu będzie wynosić ok. 1,25V). I jeszcze jedna ważna uwaga: ze względu na „starzenie się" rezystorów regulację zasilacza należy po jakimś czasie powtórzyć.

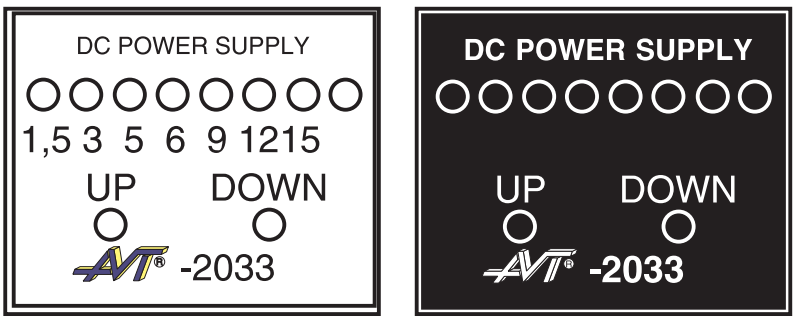
Nadeszła teraz pora na umieszczenie zasilacza w obudowie i wyjaśnienie, co autor miał na myśli pisząc o wersji „Lux" i standardowej. Po prostu, najprostszą metodą zamontowania małej płytki w obudowie jest zastosowanie czterech śrubek M3 i tulejek dystansowych. Tak wykonana obudowa nie będzie jednak wyglądać zbyt estetycznie ze względu na wystające łby śrubek. Tak więc czytelnikom mającym zamiłowanie do prostych prac mechanicznych polecamy drugą metodę zamocowania małej płytki, którą dokładnie wyjaśnia **rysunek 3**.



Rys. 3.

Ostatnią czynnością, jaka nam pozostała jest wykonanie płyty czołowej naszego zasilacza. Na **rysunku 4** przedstawiono dwie propozycje nalepek na obudowę zasilacza. Rysunek ten należy odbić na ksero na papierze (najlepiej samoprzylepnym) i nakleić w odpowiednim miejscu na obudowie. Perfekcjonistom można polecić zafoliowanie nalepki przed zamocowaniem na obudowie. Pozwoli to uniknąć jej zabrudzenia lub uszkodzenia.

Zbigniew Raabe



Rys. 4.

Wykaz elementów

Rezystory
PR1: 220Ω
PR2, PR3, PR4, PR5, PR6, PR7: 1kΩ
PR8,R8: (*)
R1: 30Ω
R2: 620Ω
R3: 1,2kΩ
R4: 1,5kΩ
R5: 2,7kΩ
R6: 4,3kΩ
R7: 5,1kΩ
R9: 510Ω
R10, R11: 10kΩ
R12, R13, R14: 100kΩ
R15: 1kΩ
R16: 220/2Ω

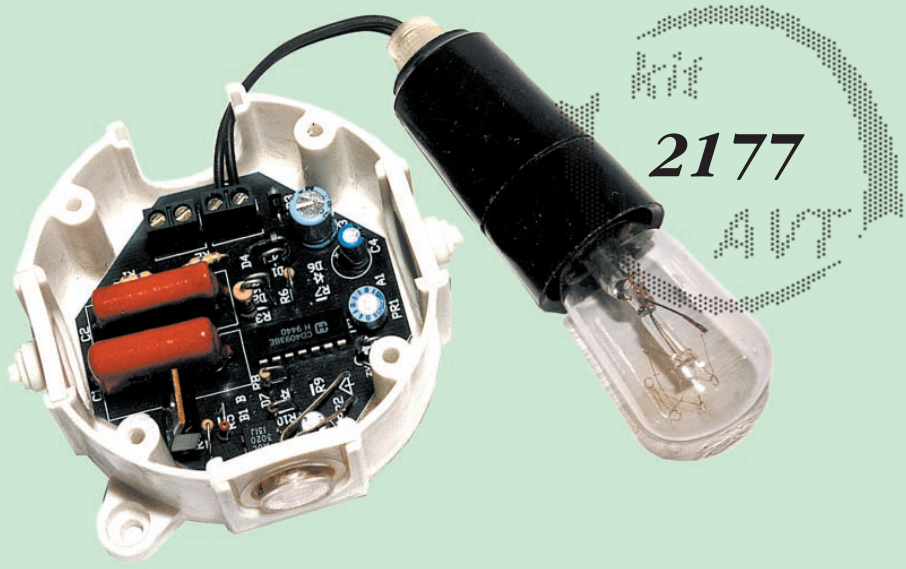
Kondensatory
C1: 220uF/16
C2, C3, C5, C6, C7, C8: 100nF
C4: 1000µF/25
C9: 100µF/6,3

Półprzewodniki
BR1 mostek prostowniczy 1A
D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7, D8 LED
IC2, IC1: 74LS145
IC3: LM317
IC4: 74LS193
IC5: 4093
IC6: 78L05

Pozostałe
CON1, CON2: ARK2
S1,S2: przyciski typu RESET lutowane w płytkę
TR1: transformator sieciowy typu TS6/40
Obudowa typu Z-27

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2033.

Przełącznik zmierzchowy



Do czego to służy?

Młodzi i nie tylko młodzi Czytelnicy EdW upominają się o prosty układ przełącznika zmierzchowego, który nadawałby się do sterowania reklamy świetlnej, oświetlenia domu, sklepu, a także innych tego typu zastosowań.

W literaturze opisano wiele podobnych układów, jednak życzenia licznych Czytelników nie sposób zignorować.

W artykule zaprezentowano prosty układ przełącznika reagującego na światło, służący do sterowania pracą reklamy świetlnej. Opisywany układ ze względu na swoje dodatkowe możliwości znajdzie też szereg innych zastosowań.

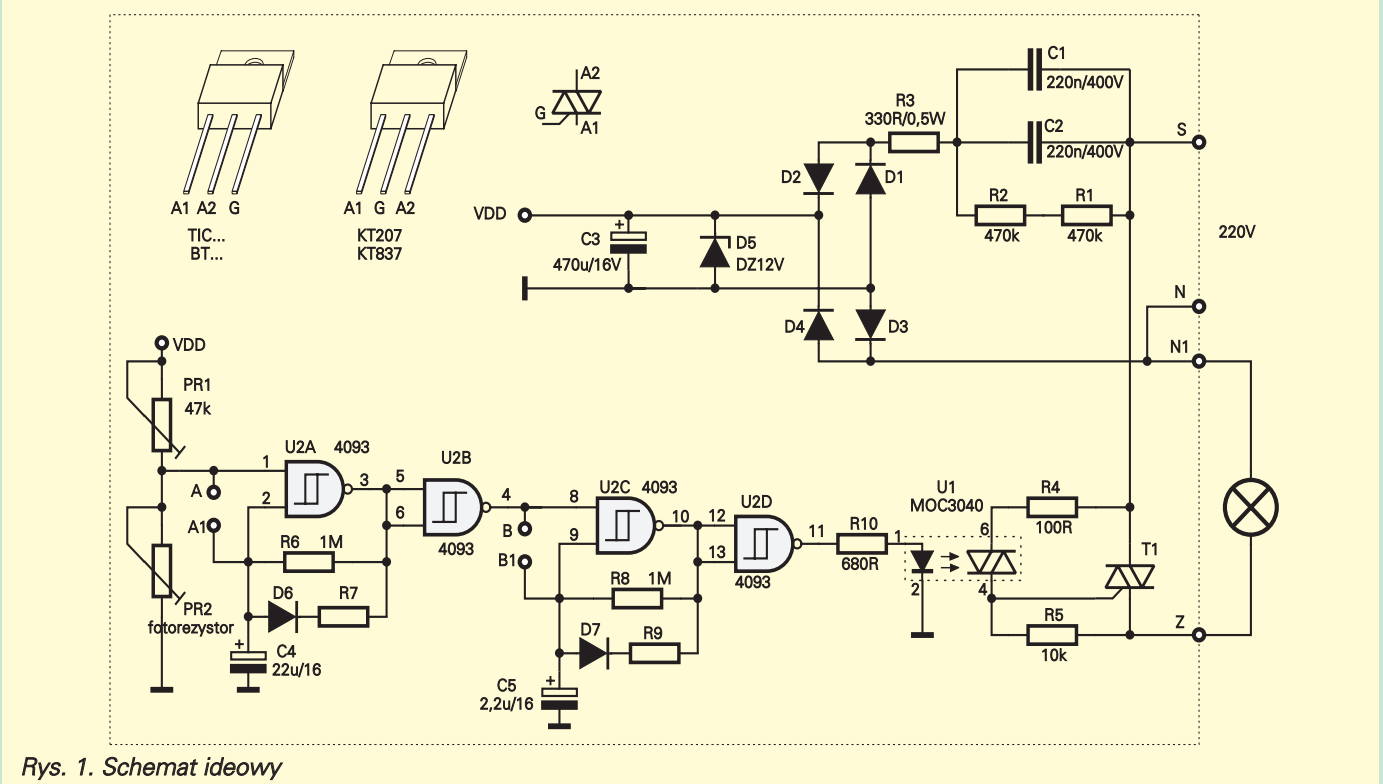
Jak to działa?

Schemat ideowy układu pokazano na rysunku 1.

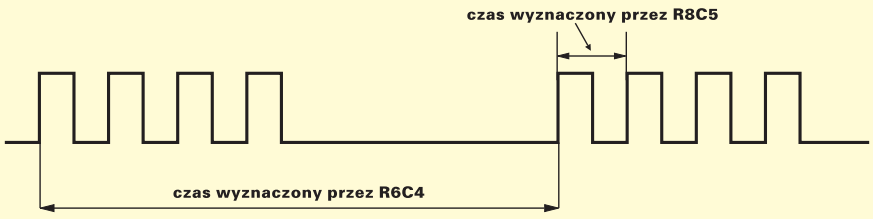
Elementem wykonawczym zapalającym żarówkę jest triak T1. Na rysunku 1 pokazano, że obciążeniem jest żarówka. W rzeczywistości obciążeniem może być też inny odbiornik, zasilany napięciem 220V. Przy stosowaniu żarówki należy wziąć pod uwagę, że prąd płynący przez jej zimne włókno tuż po właczeniu, ma wartość kilkukrotnie większą od prądu nominalnego. W związku z tym dobrze jest zastosować triak o prądzie pracy znacznie większym, niż nominalny prąd żarówki. W zestawie AVT-2177 przewidziano traik o prądzie pracy 6A, co umożliwia sterowanie żarówkami o mocy rzędu kilkuset watów.

Triak jest sterowany za pośrednictwem optotriaka U1. Proponowany optotriak typu MOC3040 ma wbudowane obwody gwarantujące włączanie triaka tuż po przejściu napięcia sieci zasilającej przez zero. Dzięki temu układ nie wprowadza zakłóceń i nie wymaga stosowania filtrów przeciwzakłóceniowych zawierających dławiki i kondensatory. Układ może też pracować z optotriakiem MOC3020, nie zawierajacym wspomnianego obwodu.

Układ elektroniczny jest zasilany za pośrednictwem zasilacza beztransformatorowego, zawierającego elementy R1 – R3, C1 – C3, D1 – D5. Kluczowymi elementami zasilacza są kondensatory C1 i C2. To one wyznaczają prąd, jaki z tego zasilacza można pobrać. Rezystor R3 zabezpiecza diody przed uszkodzeniem wskutek dużego impulsu prądowego, jaki mógłby pojawić się w chwili włączenia do sieci. Rezystory R1 i R2 służą do rozładowania kondensatorów C1, C2 po odłączeniu od napięcia zasilania. Bez tych rezystorów, po odłączeniu od sieci, w kondensatorach mógłby pozostać znaczny ładunek, który mógłby spowodować nieprzyjemny wstrząs przy dotknięciu przewodów zasilających wyłączonego urządzenia. Rezystory R1...R3 są naprawdę po-



Rys. 1. Schemat ideowy



Rys. 2. Rytm pracy żarówki w wersji podstawowej

trzebne i nie należy ich pomijać, choć niektóre podobne, wcześniej opublikowane konstrukcje zasilaczy beztransformatorowych takich rezystorów nie zawierają.

Dioda Zenera D5 jest niezbędna, by zapobiec nadmiernemu narastaniu napięcia na kondensatorze C3 (napięcia zasilającego układ) i tym samym uszkodzeniu tego kondensatora i układu scalonego.

Sam układ przełącznika zmierzchowego zrealizowano w oparciu o kostkę CMOS 4093 zawierającą cztery dwuwejściowe bramki NAND z wejściem Schmitta (z histerezą na wejściu). W układzie nie można zastosować zwykłych bramek NAND, właśnie ze względu na brak histerezy.

Każdy układ, który ma reagować na bardzo wolne zmiany czynnika sterującego (którym tu jest światło), obowiązkowo musi zawierać obwód zapewniający choćby niewielką histerezę. Bez histerezy, w okolicach progu przełączania pojawią się zakłócenia, powodujące miganie żarówki.

Układ przełącznika zawiera dwa generatory wykonane z bramkami U2A i U2C. Czytelników zdziwionych obecnością aż dwóch generatorów należy poinformować, że układ w pierwszym rzędzie przewidziano do pracy w roli sterownika reklamy świetlnej, na przykład w sklepie.

Układ zachowuje się następująco:

W spoczynku napięcie na nóżce 1 bramki U2A jest niższe od progu przełączania, generatory nie pracują, i na wyjściu bramki U1D utrzymuje się stan niski. Tym samym optotriak i triak są wyłączone – żarówka jest wygaszona.

Oba generatory zaczynają pracować w chwili, gdy napięcie na nóżce 1 bramki U2A wzrośnie powyżej górnego progu przełączania tej bramki. Jak widać z porównania wartości elementów R6C4 i R7C5, generator z bramką U2A ma znacznie dłuższy okres (mniejszą częstotliwość). Czas trwania stanu wysokiego na wyjściu tej bramki wynosi kilka sekund. W czasie tych kilku sekund pracuje generator U2C i na jego wyjściu kilkakrotnie pojawia się na przemian, na ponad sekundę stan niski, potem stan wysoki, potem znów niski, itd.

Tym samym w czasie pracy żarówka nie będzie świecić światłem ciągłym, tylko co kilka(naście) sekund (wyznaczonych przez R6C4) będzie włączana i wyłączana w rytm generatora U2C.

Przebieg sygnału na wyjściu bramki U2D, a tym samym rytm zaświecania żarówki pokazany jest na **rysunku 2**.

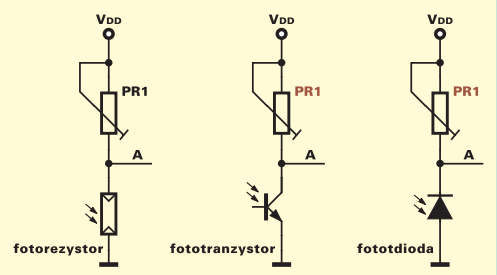
Oczywiście zarówno czas powtarzania porcji impulsów (R6C4), jak i częstotliwość impulsów (R8C5) można zmieniać w bardzo szerokich granicach, zmieniając pojemność kondensatorów C4 i C5 (Ale zawsze powinno być C4>C5). Dodatkowo można zmieniać współczynnik wypełnienia przebiegu z obu generatorów, stosując diody D6, D7 (dowolne, np. 1N4148) i rezystory R7, R9 (10kΩ...3,3MΩ). Przy pokazanym na rysunku kierunku włączenia tych diod, zmniejszony zostanie czas trwania stanu niskiego. Gdy diody D6, D7 zostaną włączone w przeciwnym kierunku, zmniejszony zostanie czas trwania stanu wysokiego (czyli skrócony zostanie czas świecenia żarówki).

Taki impulsowy sposób pracy żarówki jest dobry do reklamy świetlnej, ale nie dla sterowania zewnętrznym oświetleniem domu. **Gdy żarówka ma świecić w sposób ciągły**, nie należy montować elementów R6, C4, R8, C5, natomiast wykonać zwory między punktami A-A1 i B-B1.

Opisany układ może także wykorzystywać tylko jeden generator, na przykład do sterowania lampą ostrzegawczą.

Na rysunku 1 nie pokazano elementu światłoczułego. Na płytce drukowanej zaprojektowanej do opisywanego układu przewidziano miejsce na dwa potencjometry montażowe: PR1 i PR2. Jeden z nich zawsze zostanie zastąpiony elementem światłoczułym.

Chodziło tu o zapewnienie jak największej uniwersalności układu. W olbrzymiej większości przypadków żarówka będzie zapalana po zapadnięciu zmroku. Aby to uzyskać, element światłoczuły należy włączyć w miejsce potencjometru PR1 – wtedy zmniejszanie ilości światła spowoduje wzrost napięcia na nóżce 1 bramki U2A i włączenie generatorów.



Rys. 3. Możliwości podłączenia elementu światłoczułego

W rzadkich przypadkach potrzebne będzie działanie odwrotne: by układ włączał się po oświetleniu czujnika. Tak sytuacja może mieć miejsce w systemie reklamy świetlnej, albo w lampie ostrzegawczej, które mają się zaświecać na przykład po oświetleniu światłami przejeżdżającego samochodu. Wtedy element światłoczuły należy wlutować w miejsce potencjometru PR1.

Co może być elementem światłoczułym?

W modelu zastosowano krajowy fotorezystor RPP130. Zamiast niego może być zastosowany dowolny inny fotorezystor, albo też fototranzystor, a nawet fotodioda. Kilka możliwości pokazuje **rysunek 3**. Przy podłączaniu fotoelementu (fototranzystora, fotodiody) o nieznanym układzie wyprowadzeń nie trzeba się obawiać o uszkodzenie tego elementu, jeśli tylko potencjometr PR1 nie będzie skręcony na zero omów. Przy odwrotnym włączeniu fototranzystora lub fotodiody układ nie będzie działał, ale nic strasznego się nie stanie. Fotorezystor nie jest elementem biegunowym i można włączyć dowolnie.

W zależności od zastosowanego fotoelementu, a także wymaganej czułości włączania i wyłączania, potrzebna będzie inna wartość rezystancji nastawiona potencjometrem PR1. W modelu i zestawie AVT-2177 zastosowano potencjometr o rezystancji 47kΩ, ale w niektórych przypadkach najprawdopodobniej zajdzie potrzeba zastosowania potencjometru o innej (większej) wartości. Dlatego w zestawie AVT-2177 dodatkowo przewidziano drugi potencjometr montażowy o wartości 470kΩ. Oczywiście zawsze należy stosować tylko jeden potencjometr, w miejsce drugiego wlutowany będzie fotoelement.

c.d. na str. 89

Wykaz elementów

Rezystory
R1,R2: 470kΩ
R3: 330Ω/0,5W
R4: 100Ω
R5: 10kΩ
R6,R8: 1MΩ
R10: 680Ω
PR1: 47kΩ
PR2: 470kΩ
* dowolny fotorezystor np. RPYP131

Kondensatory
C1,C2: 220nF/400V
C3: 470µF/16V
C4: 22µF/16V
C5: 2,2µF/16V

Półprzewodniki
D1-D4: 1N4001 lub dowolna dioda prostownicza
D5: dioda Zenera 12V
T1: dowolny triak 6A/600V
U1: optotriak MOC3040 (lub3041-43)
U2: CMOS 4093
D6,R7,D7,R9: nie montować (patrz tekst)

Inteligentny tester kabli

Kit 2176

Do czego to służy?

Przedstawione proste urządzenie służy do sprawdzania ciągłości kabli i przewodów.

Zazwyczaj do takiego celu używane są omomierze, mierniki uniwersalne pracujące w charakterze omomierzy lub proste sygnalizatory zawierające baterię i brzęczyk piezo.

Pomiar z użyciem sygnału dźwiękowego ma ogromne zalety, bo nie wymaga odczytywania żadnych wartości ze skali miernika. Przy swych wielu zaletach, proste próbniki z brzęczykiem często zawodzą. Także pomiar omomierzem na jednym zakresie może niestety wprowadzić w błąd.

Zdarza się bowiem, że między żyłami zamokniętego kabla występuje nie zwarcie, tylko pewna upływność. Omomierz wykaże między takimi żyłami oporność od kilkudziesięciu kiloomów do kilku megaomów. Czasem taką upływność można spokojnie pominąć i nie przejmować się jej obecnością. Ale nie zawsze – są sytuacje, gdy kabel nie może mieć żadnej upływności dla prądu stałego, bo zafałszuje to na przykład sygnał przesyłany takim kablem.

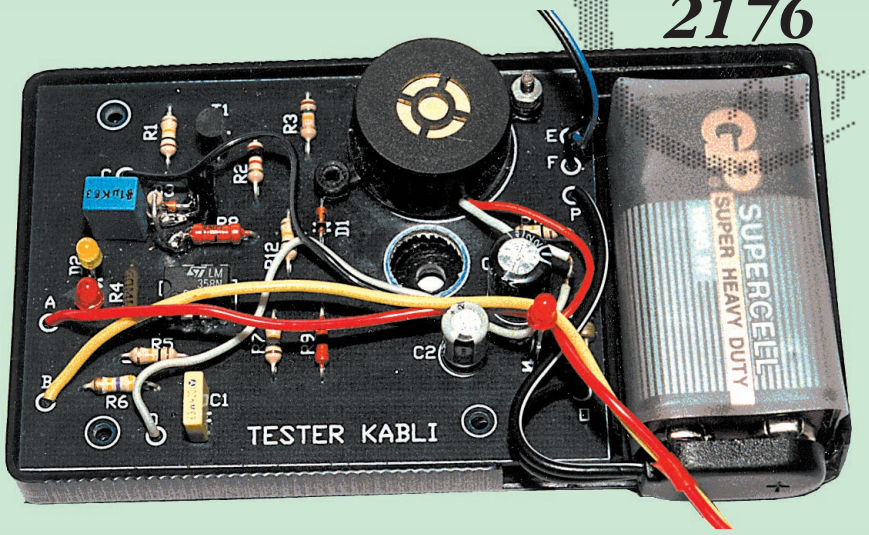
Z drugiej strony zdarza się, że odcinek przewodu nie jest przerwany, ale wykazuje rezystancję większą niż powinien. Rezystancja wynosi kilka...kilkadziesiąt omów zamiast 0,1...1 oma. Bardzo często winę za to ponoszą złącza: wszelkie wtyki i gniazda. Jeszcze częściej występuje okresowy brak styku – mówi się, że kabel trzeszczy. Znów najczęstszą przyczyną są złącza niezbyt dobrej jakości. Wszyscy ci, którzy mają lub mieli okazje pracować przy kablach potwierdzą, jak wielkie znaczenie mają dobre złącza.

Początkujący elektronicy zapewne nie czują wagi problemu. Przykładowo podczas montażu wtyczki typu „duży Jack" (czytaj duży dżek) wszystko wygląda dobrze i nic nie zapowiada kłopotów. Po kilku miesiącach czy latach używania kabla okazuje się jednak, iż nitowane połączenie we wtyku trochę się poluzowało, zaśniedziało, i co jakiś czas traci dobry styk. Słyszalnym efektem braku dobrego styku są trzaski i szum.

Po lekkim nawet poruszeniu wtyku, na jakiś czas wszystko wraca do normy. Za jakiś czas problem się powtarza. I występuje coraz częściej.

Próba pomiaru takiego kabla zwykłym omomierzem zazwyczaj nie daje rezultatu, bo omomierz nie jest w stanie wykryć krótkich, chwilowych przerw, jakie występują podczas poruszania takiego kabla lub wtyku.

Do wykrycia szkodliwych zjawisk jakie zdarzają się w kablach potrzebny byłby tester, który jednocześnie, bez zmiany zakresu pomiaru, wykrywałby trzy sytuacje:



1. Upływność między żyłami (kilkanaście do kilkuset kiloomów)
2. Zwiększenie rezystancji żyły (powyżej na przykład 1...10Ω)
3. Występowanie krótkich przerw (trzasków) podczas poruszania kabla i złącz

Układ opisany w artykule wykrywa wszystkie te zjawiska i sygnalizuje je odpowiednim dźwiękiem.

Jak to działa?

Schemat ideowy układu pokazano na rysunku 1.

Układ zasilany jest z baterii 9V typu 6F22 (zakres napięć zasilania wynosi 6...15V). Dla zmniejszenia poboru prądu kontrolka zasilania (D4) zaświeca się po włączeniu zasilania tylko na chwilę. Pobór prądu w spoczynku jest mniejszy niż 1mA, natomiast podczas pracy wzrasta do kilku miliamperów, zależnie od wartości badanej rezystancji Rx.

Brzęczyk piezo Y1 (zawierający generator) pełni rolę sygnalizatora akustycznego. Brzęczyk ten odzywa się w dwóch sytuacjach: gdy jest zasilony z układu U1A przez diody D2, D5, lub gdy jest zasilony z układu U1B przez tranzystor T2 i diodę D3. Jak nietrudno zauważyć, układ U1A jest w rzeczywistości generatorem przebiegu prostokątnego, o częstotliwości wyznaczonej głównie wartością elementów R6, C1. Częstotliwość ta wynosi kilka herców i powoduje przerywaną pracę brzęczyka Y1.

Generator z układem U1A nie pracuje ciągle, a jedynie wtedy, gdy przewodzi tranzystor T1. Gdy tranzystor T1 jest zatkany, napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego jest równe potencjałowi masy i napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego też jest bliskie potencjałowi masy. Aby zapobiec wzbudzaniu się drgań w takich nietypowych warunkach pracy kostki U1A, wprowadzono rezystor R4. Dzięki niemu, w czasie, gdy tranzystor T1 nie przewodzi, sygnalizator Y1 jest wyłączony. Gdy tranzystor T1 zacznie przewodzić, uruchamia generator U1A i brzęczyk daje przerywany sygnał.

Należy zauważyć, że tranzystor T1 nie przewodzi, gdy do punktów A i B nie jest dołączona zewnętrzna rezystancja Rx. Gdy taka rezystancja zostanie dołączona, wtedy przez rezystor R2 zaczyna płynąć prąd. Teraz wszystko zależy od rezystancji R1. Gdy napięcie na tej rezystancji nie przekracza 0,55...0,6V, to tranzystor T1 nie przewodzi – między jego emiterem a bazą nie płynie prąd. Gdy napięcie na rezystorze R1 zachce przekroczyć wspomniane 0,6V, prąd popłynie przez obwód bazy tego tranzystora i zostanie uruchomiony generator U1A – dźwięk brzęczyka piezo będzie przerywany w takt pracy generatora U1A.

Jak z tego widać, wartość rezystora R1 wyznacza próg czułości przy wykrywaniu upływności. Tranzystor T1 otworzy się przy prądzie płynącym między punktami A, B (i przez rezystory R2 i R1) wynoszącym mniej więcej:

$$I = 0{,}6V / R1$$

Dla rezystora R1 o wartości 100kΩ będzie to mniej więcej 6μA.

Przy zasilaniu układu baterią 9-woltową prąd taki popłynie przy całkowitej rezystancji R1 + R2 + Rx wynoszącej

$$Rtot = 9V / 6\mu A = 1{,}5M\Omega$$

Rezystancje R2 można spokojnie pominąć. Tym samym opisany układ będzie sygnalizował dźwiękiem przerywanym obecność między punktami A, B rezystancji mniejszej niż 1,4MΩ, czyli upływność. Przy rezystancjach większych niż 1,4MΩ, co można traktować jako brak upływności, brzęczyk będzie wyłączony.

Krótko mówiąc dźwięk przerywany sygnalizuje wystąpienie upływności między żyłami kabla.

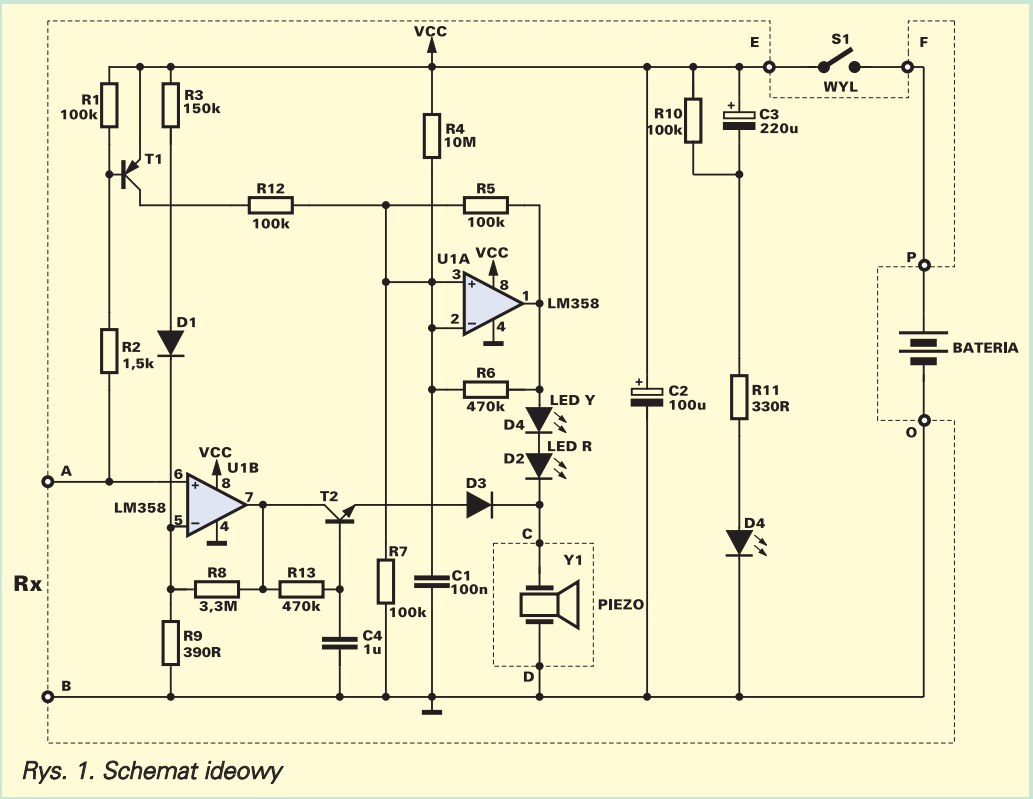
Natomiast przy badaniu ciągłości jednej żyły ten sam tester, bez żadnych przełączeń zakresu czułości powinien zasygnalizować prawidłową rezystancję badanej żyły.

Zadanie to realizuje układ U1B pracujący jako komparator. W układzie komparatora wprowadzono niewielką histerezę z pomocą rezystora R8, ale to nie ma istotnego znaczenia dla pracy układu.

Dzielnik rezystorowy R3, R9 ustala na nóżce 5 układu U1B napięcie wynoszące około 22mV.

Gdy napięcie na nóżce 6 (wejście odwracające) będzie wyższe niż te 22mV, wtedy na wyjściu układu U1B (nóżka 7) napięcie będzie bliskie masy. Przez tranzystor T2 i diodę D3 nie będzie płynął prąd.

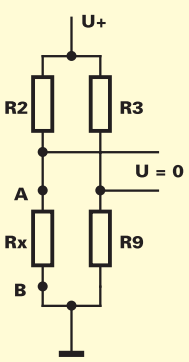
Jeśli jednak napięcie w punkcie A, czyli na wejściu odwracającym komparatora, będzie mniejsze niż te 22mV, to na wyjściu układu U1B pojawi się napięcie bliskie plusa zasilania. Napięcie to pojawi się na stałe, prąd popłynie przez tranzystor T2 i diodę D3. Tym samym brzęczyk Y1, który wcześniej był zasilany sygnałem pulsującym z kostki U1A przez diody D2, D5, teraz zostanie zasilony napięciem ciągłym.



Rys. 1. Schemat ideowy

Tym samym dźwięk brzęczyka będzie ciągły jedynie wtedy, gdy napięcie między punktami A i B będzie mniejsze niż 22mV. Jak łatwo obliczyć, taka sytuacja mieć będzie miejsce tylko wtedy, gdy rezystancja Rx będzie mniejsza niż 4 omy.

Wnikliwi Czytelnicy zauważyli już zapewne, że celowo dodano tu diodę D1. Dla tak małych rezystancjach Rx prawie cały prąd gałęzi z rezystorami Rx, R2 będzie płynął nie przez rezystor R1, tylko przez złącze emiter-baza tranzystora T1. Dioda D1 niejako kompensuje spadek napięcia na wspomnianym złączu i w efekcie układ zachowuje się jak mostek, pokazany na rysunku 2.



Rys. 2. Układ mostka pomiarowego podczas pomiaru małych oporności

Dla takiego mostka łatwo obliczyć progową rezystancję Rx:

Rx = R2 * R9 / R3

Właśnie stąd biorą się te 4 omy (ściślej 3,9Ω). Ponieważ autorzy artykułu często w praktyce mają do czynienia z dość długimi kablami, właśnie taka rezystancja progowa wydaje się optymalna. Oczywiście próg czułości można zmieniać. Przy sprawdzaniu długich kabli, gdy dopuszczalna rezystancja, przy której tester powinien jeszcze wydawać dźwięk ciągły, ma być większa niż 4 omy, należy odpowiednio zwiększać rezystancję R9. Natomiast aby obniżyć próg do powiedzmy 1 oma, nie należy zmniejszać rezystancji R9 do 100Ω, tylko zmniejszyć do na przykład 200Ω i zmniejszyć wartość R2 do powiedzmy 750Ω. Co prawda zmniejszenie R2 zwiększy to pobór prądu przy pomiarze (w spoczynku będzie taki sam), ale nie można przesadzić ze zmniejszaniem R9 i tym samym napięcia na tej rezystancji. Trzeba pamiętać, że wzmacniacz operacyjny ma jakieś wejściowe napięcie niezrównoważenia, wynoszące do kilku miliwoltów (wg katalogu typowo ±2mV, maksymalnie do ±7mV).

Na marginesie trzeba dodać, że ze względu na pracę w zakresie napięć wejściowych bliskich ujemnego napięcia zasilania, w układzie musi pracować kostka LM358, a nie nadają się tu układy TL082, TL062, TL072 czy NE5532.

Wyjaśnienia wymaga jeszcze obecność elementów R13, C4 i T2. Jak się można domyślać, służą one do wykrywania trzasków i krótkich przerw. Jeśli styk jest dobry, a przejście pewne, wtedy na wyjściu komparatora U1B stale panuje napięcie bliskie napięciu zasilającemu. Gdy zdarzają się chwilowe przerwy, napięcie wyjściowe spada na chwilę do poziomu masy. W tych chwilach kondensator C4 będzie się szybko rozładowywał przez... uwaga: złącze baza-kolektor tranzystora T2, które w tych momentach pełnić będzie po prostu rolę diody. Te krótkie szpilki zdążą w krótkim czasie rozładować w sumie niewielką pojemność C4 przez małą rezystancję wyjścia wzmacniacza operacyjnego U1Bi wspomniane złącze baza-kolektor. Rozładowanie kondensatora C4 będzie więc szybkie, natomiast ładowanie będzie nieporównanie wolniejsze, bo będzie następować przez rezystor R13 o znacznej wartości. W efekcie, jeśli podczas poruszania przewodem lub wtykiem pojawią się krótkie przerwy, czyli trzeszczenie styku, kondensator C4 będzie szybko rozładowywany, a wolno ładowany, napięcie na nim będzie bliskie masy – tym samym tranzystor T2 nie będzie otwarty i brzęczyk nie będzie zasilany ciągłym napięciem. Będzie wydawał dźwięk przerywany, w rytm generatora U1A.

Tu słowo wyjaśnienia o roli diod D2 i D5. Są to diody LED, ale nie mają pełnić roli wskaźników świetlnych (choć w zasadzie nic nie stoi na przeszkodzie), tylko pełnią rolę diody Zenera. Zamiast nich można zastosować „zenerkę" na 3,9V, ale włączoną w obwód odwrotnie (o 180°C). Chodzi o to, że generator pracuje także wtedy, gdy badana rezystancja kabla ma znikomą wartość. Brzęczyk powinien wtedy dawać sygnał ciągły.

c.d. na str. 89

Przetwornice impulsowe

Potworki i straszydła

Mam nadzieję, że z pomocą powtórki z poprzedniego listu, uporządkowałeś sobie w głowie wszystkie zagadnienia, które ci podałem wcześniej.

Sporo już wiesz o cewkach, rozumiesz z grubsza, jak działa przetwornica, jesteś świadomy występujących ograniczeń, ale do pełnego zrozumienia działania przetwornic jeszcze trochę wiedzy ci brakuje. Niby znasz podstawowe wzory na obliczanie energii (np. $E = LI^2 / 2$), ale jeszcze nie bardzo wyczuwasz rządzące tu zależności.

Przed miesiącem obiecałem ci, że w miarę bezboleśnie zapoznam cię ze straszydłami w rodzaju μ, H, B, Φ, Ψ i podobnymi. Jeśli się ich okropnie boisz, to zaciśnij zęby i czytaj...

Natężenie pola, indukcja i inne potworki

Żeby bezboleśnie zrozumieć sprawę wspomnianych potworków, które uczniom wkuwającym fizykę i elektrotechnikę śnią się po nocach, znów naszym starym zwyczajem znajdziemy jakąś łatwą do zrozumienia analogię. To za chwilę.

Wcześniej mówiłem ci, że praca przetwornicy indukcyjnej przypomina przelewanie wody za pomocą naczynia. Tym naczyniem jest oczywiście cewka: w jednej fazie cyklu „napełniamy" cewkę jakąś ilością energii, w drugiej przekazujemy energię do obciążenia. Teraz zajmiemy się wyłącznie fazą „napełniania", czyli gromadzenia energii. Załóżmy, że nasza cewka ma uzwojenie o zerowej rezystancji – dzięki temu założeniu ominiemy temat strat w uzwojeniu.

Na **rysunku 7a** znajdziesz uproszczony schemat obwodu ładowania. Po zamknięciu wyłącznika przez cewkę zacznie płynąć prąd. Przebieg tego prądu pokazany jest na **rysunku 7b** – podobne rysunki pojawiały się już wcześniej. Żeby dobrać się do interesujących nas wielkości, spróbujemy obliczyć energię, jaka zgromadzi się w cewce przez czas równy t_1.

Wcześniej podałem ci prosty wzór:

$$E = \frac{LI^2}{2}$$

Na razie zapomnij o tym wzorze. Spróbujemy innej drogi.

Przez cały czas t_1, do cewki dołączone jest napięcie U_B. W tym czasie prąd wzrasta od zera do wartości I_1. Jaka jest średnia wartość tego prądu w czasie t_1? Oczywiście jest równa połowie prądu maksymalnego I_1.

$$I_{ŚR} = \frac{I_1}{2}$$

Zapewne znasz wzór na moc w obwodach elektrycznych:

$$P = U \times I$$

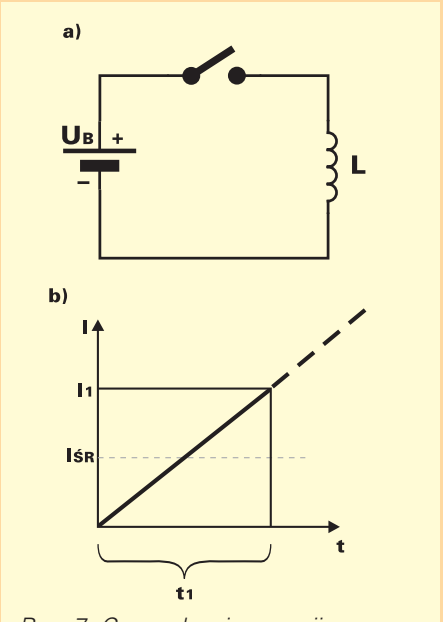
Wiesz także, że energia to moc pomnożona przez czas:

$$E = P \times t$$

Nas interesuje porcja energii, jaka zgromadzi się w naszej cewce w czasie t_1. Wszystkie dane mamy. Podstawiamy:

$$E = U_B \times I_{ŚR} \times t_1 = U_B \times \frac{I_1}{2} \times t_1 = \frac{U_B \times t_1 \times I_1}{2}$$

Niby wszystko jasne, ale zastanówmy się nad U_B. W zasadzie jest to napięcie zasilające, napięcie baterii. Ale jak ustaliliśmy wcześniej, przy zmianach prądu w cewce powstaje napięcie samoindukcji. Ponieważ przyjęliśmy, że uzwojenie jest idealne i nie ma na nim żadnego spadku napięcia ani strat, więc przez cały czas t1 indukuje się w nim napięcie samoindukcji o wartości... no tak – dokładnie równej wartości napięcia U_B.



Rys. 7. Gromadzenie energii w cewce

To napięcie samoindukcji ma przeciwną biegunowość, niż napięcie U_B. Może to ci się wydaje dziwne, że wypadkowe napięcie jest równe zeru, ale właśnie w cewce tak jest. Natomiast w rzeczywistej cewce wartość napięcia samoindukcji jest nieco mniejsza niż U_B, a niezerowa różnica obu tych napięć (oznaczmy ją U_R) zapewnia przepływ prądu przez rezystancję cewki, zgodnie z prawem Ohma:

$$I = \frac{U_R}{R}$$

gdzie R to rezystancja cewki. Jeśli coś ci się tu nie zgadza to przeanalizuj temat samodzielnie. Ta sama zależność daje o sobie znać także w obwodzie, gdzie szeregowo połączysz idealną cewkę i rezystor – napięcie samoindukcji jest mniejsze od napięcia baterii o spadek napięcia na szeregowym rezystorze.

Nie będziemy tego analizować, bo teraz ważny jest dla nas jeden wniosek, że przez cały czas „ładowania" (t_1) napięcie samoindukcji w idealnej cewce musi być równe napięciu baterii U_B.

Idziemy dalej.

A czym wyznaczone jest napięcie samoindukcji?

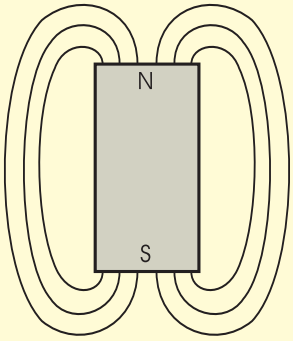
Wiesz, że jest ono proporcjonalne do prędkości zmian siły pola magnetycznego. Ale co dokładnie znaczy określenie „zmiany siły pola magnetycznego"?

Wcześniej mówiliśmy, że możemy to sobie wyobrażać jako stopień uporządkowania elementarnych magnesików. Teraz jednak chcemy przedstawić to za pomocą wzorów i musimy rzecz uściślić.

Zanim dojdziemy do sedna sprawy jeszcze jedno unaocznienie.

Linie

Przypomnę ci mianowicie sprawę linii sił pola magnetycznego. W podręcznikach fizyki i elektrotechniki opisuje się pewne doświadczenie. Jeśli w pobliżu magnesu (obojętnie czy jest to magnes stały, czy elektromagnes, a więc cewka przez którą płynie prąd) umieści się kartkę z rozsypanymi opiłkami żelaznymi (stalowymi), to po leciutkim potrząśnięciu kartką, opiłki wyraźnie ustawią się jakby wzdłuż pewnych linii – zobacz **rysunek 8**. Stąd mówi się o liniach sił pola magnetycznego. Nieprzypadkowo pojawia się tu określenie siła, ale my nie będziemy teraz wspominać o żadnych siłach. Trochę uproszczę zagadnienie. Przez jakiś czas potrzebne nam będzie pojęcie samych tych linii, dlatego w artykule wymiennie będę używał określeń „linie sił pola magnetycznego", „linie pola magnetycznego", czy po prostu „linie".



Rys. 8. Linie sił pola magnesu trwałego (lub elektromagnesu)

Do szczegółów jeszcze powrócimy, ale teraz pojęcie linii pola magnetycznego znakomicie ułatwi nam zrozumienie pewnych zjawisk i wzorów. Na **rysunku 9** pokazałem ci przebieg „linii pola" w kilku różnych rdzeniach.

Jak myślisz, czym różnią się dwa (elektro)magnesy o jednakowym kształcie?

Czy bez zastrzeżeń zgodzisz się z wnioskiem, że silniejszy (elektro)magnes wytwarza po prostu więcej linii pola magnetycznego?

Niech będzie!

A więc przyjmujemy, że ilość tych linii wskazuje na siłę magnesu. Ale jak powiązać te hipotetyczne linie z elementarnymi magnesikami na sprężynkach, o których mówiliśmy wcześniej?

Nic specjalnie trudnego: ilość tych linii wskazuje zapewne zarówno stopień uporządkowania elementarnych magnesików, jak i ich ilość. Niech ci to wystarczy – nie szukaj na razie bliższych zależności, bo jeszcze wszystkiego nie wiesz.

A więc teraz na pewien czas zapominamy o magnesikach i wprowadzamy nowe, pokrewne pojęcie, równie łatwo wyczuwalne intuicyjnie – pojęcie linii sił pola magnetycznego.

Dlaczego te linie mają kluczową rolę w dalszych rozważaniach?

Jak myślisz, czy linie te mają jakiś związek z tak ważną dla nas ilością magazynowanej energii?

Masz rację! Ilość tych linii odpowiada ilości magazynowanej energii – czym więcej linii sił pola magnetycznego, tym więcej energii zmagazynowane jest w cewce.

Kolejne pytanie: co się będzie działo przy zmianie ilości linii pola magnetycznego?

Słusznie wykombinowałeś, że chodzi o zjawisko samoindukcji. W uzwojeniu cewki będzie się indukować napięcie samoindukcji.

Teraz trudniejsze pytanie: od czego będzie zależeć wartość napięcia indukowanego w cewce?

Pomyśl chwilę.

Jeśli odpowiedziałeś, że od szybkości zmian ilości linii, to trafiłeś w dziesiątkę!

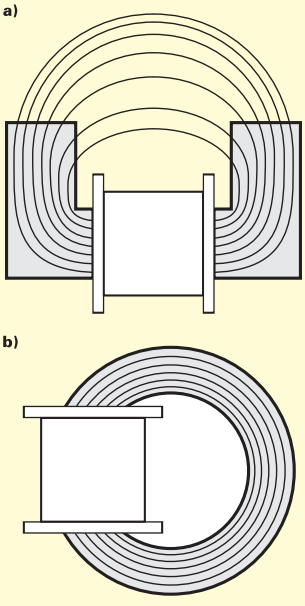
Tak jest w istocie – napięcie jest proporcjonalne do zmian ilości linii w jednostce czasu. Jeśli ilość linii jest stała, żadne napięcie się nie indukuje. To chyba zgadza się z twoją intuicją?

Jeśli tak, to czy zgodzisz się ze mną, że te nasze hipotetyczne linie mają jakiś związek z napięciem i czasem? Z napięciem (bo w cewce indukuje się napięcie) i z czasem (bo wartość napięcia zależy od szybkości zmian, czyli w sumie od czasu). Zapamiętaj ten na pierwszy rzut oka dziwny, ale ciekawy wniosek!

A co będzie się działo, gdy ilość linii się zwiększa, a co, gdy zmniejsza?

Oczywiście zmieni się znak napięcia indukowanego w cewce: raz będzie to napięcie – powiedzmy umownie – dodatnie, a raz ujemne.

A może jeszcze trzeba zapytać, czy linie pola magnetycznego mogą być jakby dodatnie lub ujemne? Stop! Na razie nie idźmy w tym kierunku dalej, bo ci się wszystko poplącze. Na razie cały czas mówimy o prądzie stałym, płynącym w jednym kierunku, i nie ma potrzeby sięgać dalej, do prądów i pól przemiennych.



Rys. 9. Przebieg linii pola przy różnych rdzeniach

W tym miejscu muszę ci zdradzić tajemnicę: może cię rozczaruję, gdy powiem, że tak naprawdę, to nie ma żadnych tajemniczych „linii pola". Można co prawda mówić o liniach sił i to ma głęboki sens, ale musisz pamiętać, że „linie pola", czy „ilość linii pola" to tylko pewna łatwa do zrozumienia analogia. Prawdziwi elektronicy, do których i ty od tej chwili będziesz należał, nie mówią o „ilości linii sił pola", tylko o strumieniu magnetycznym. Strumień magnetyczny oznaczamy dużą grecką literą fi – Φ. Dwa zdania dla bardziej zaawansowanych: jednostką strumienia jest... a jakże – wolt razy sekunda czyli woltosekunda zwana również weberem (od nazwiska fizyka Webera). Woltosekunda... trochę to dziwne, ale trudno – przełknij pigułkę i czytaj dalej.

W każdym razie nic nie stoi na przeszkodzie, byś strumień magnetyczny Φ wyobrażał sobie jako ilość hipotetycznych „linii pola". Tak jest po prostu łatwiej pojąć rzecz intuicyjnie. Wierz mi, że na początku znacznie lepiej jest rozumieć strumień magnetyczny jako ilość hipotetycznych „linii pola", niż zgodnie z podręcznikami wyobrażać sobie strumień jako przepływ jakiegoś tajemniczego „magnetycznego prądu" (choć pojęcie strumienia magnetycznego jako „prądu magnetycznego" wcale nie jest bez sensu). Niedługo się o tym przekonasz.

Teraz powróćmy do głównego wątku naszych rozważań.

Utknęliśmy na wzorze

$$E = U_B \times t_1 \times \frac{I_1}{2}$$

i wniosku, że napięcie samoindukcji w normalnych warunkach musi być równe napięciu U_B. Nie wiedzieliśmy, jak wyrazić wzorem napięcie samoindukcji. Teraz już chyba mamy dość wiadomości.

Oto wzór na napięcie samoindukcji spotykany we wszystkich podręcznikach:

$$u = -z\frac{d\Phi}{dt}$$

Nie bój się tego strasznego $d\Phi/dt$. To jest tylko matematyczny zapis oznaczający: szybkość zmian strumienia Φ w czasie (t). Niech cię też nie przeraża znak minus.

Zaskoczeniem może być wystąpienie we wzorze liczby zwojów z. Ale zastanów się – nic w tym dziwnego, bo napięcie indukuje się w każdym pojedynczym zwoju – czym więcej zwojów, tym wyższe napięcie. Najprościej by było, gdybyśmy zawsze mieli do czynienia z jednym zwojem, ale cóż, jest inaczej – stąd to nieszczęsne z.

Ponieważ ostatni wzór mógł cię trochę przestraszyć, spróbujmy go uprościć.

Jest to wzór ogólny, słuszny na przykład także przy niejednostajnych zmianach strumienia w czasie. Jak pokazuje rysunek 7 w naszym przypadku zmiany prądu są jednostajne, czyli liniowe. Należy się więc spodziewać, że zmiany strumienia też są jednostajne – liniowe. W takim razie zmiany strumienia naszej cewki w czasie t1 będą wyglądać, jak na **rysunku 10**. Jeśli tak, to napięcie samoindukcji w naszej cewce możemy opisać wzorem:

$$U = -\frac{z \times \Phi}{t_1}$$

Napięcie to musi być równe napięciu baterii, więc:

$$E = -\frac{z \times \Phi}{t_1} \times t_1 \times \frac{I_1}{2}$$

Zauważ, że czas t_1 skróci się, a znak minus możemy spokojnie pominąć, bo wskazuje on tylko, że cewka pobiera energię. Otrzymamy:

$$E = \frac{z \times \Phi \times I_1}{2}$$

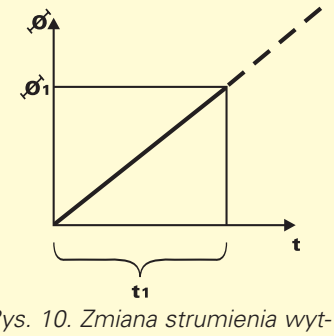
Nieźle nam to poszło! Ale na razie niewiele z tego wzoru wynika. Wrócimy do niego za chwilę.

Na razie przyjmij do wiadomości, że w obliczeniach obwodów magnetycznych używa się pojęcia strumienia skojarzonego. Sam strumień to w naszej analogii, ilość „linii pola" wytworzonych przez cewkę. Strumień skojarzony to wielkość uwzględniająca ilość zwojów tej cewki. Strumień skojarzony oznaczamy dużą grecką literą psi Ψ

$$\Psi = z \times \Phi$$

Jaki jest sens Ψ? Nie musisz za bardzo wczuwać się w ten problem – jeśli chcesz, to możesz uważać, że chodzi tu o zastąpienie obwodu magnetycznego z cewką o z zwojach i strumieniem Φ, obwodem magnetycznym o jednym zwoju i strumieniu Ψ. W każdym razie Ψ to też strumień, tylko jakby współdziałający z cewką „elementarną", jednozwojową. Dalej się w ten temat nie wgłębiaj, bo się beznadziejnie zaplączesz.

Teraz wracamy do wzoru



Rys. 10. Zmiana strumienia wytwarzanego przez cewkę z rysunku 1

$$E = \frac{z \times \Phi \times I_1}{2}$$

Wszystko byłoby fajnie, ale dalej czegoś nam brak. Nie znamy wzoru na strumień magnetyczny.

Uważaj teraz!

Zapomnij na chwilę o powyższym wzorze na energię i pomyśl.

Skąd w ogóle biorą się linie pola?

Niewątpliwie przyczyną jest przepływ prądu przez uzwojenie cewki (pomijamy magnes trwały, gdzie te linie „po prostu są").

A od czego twoim zdaniem zależy wielkość powstałego strumienia magnetycznego (ilość linii sił)?

Najprawdopodobniej od natężenia prądu, być może także od ilości zwojów, być może od materiału i wymiarów rdzenia. Być może...

Żeby to zrozumieć, wprowadzimy kolejną łatwą do zrozumienia analogię.

Obwód magnetyczny

Popatrz na **rysunek 11a**. Masz tu beznadziejnie prosty układ elektryczny: bateria o napięciu U i rezystor o wartości R. Oczywiście przez rezystor popłynie prąd o wartości wynikającej z prawa Ohma

$$I = \frac{U}{R}$$

Robimy następny krok. Niech nasza bateria składa się z pewnej liczby ogniw o napięciu U_1. Przypuśćmy, że tych ogniw jest z. Niech nasz rezystor będzie metalowym, okrągłym prętem o długości l. Pole przekroju naszego pręta wynosi S. Przypuśćmy, że pręt jest wykonany z aluminium.

Co prawda nie mamy podanej rezystancji R, ale możemy ją łatwo obliczyć. Rezystancję pręta (lub drutu) obliczamy z jednego ze znanych wzorów:

$$R = \rho \times \frac{l}{S}$$

$$R = \frac{l}{\gamma} \times S$$

gdzie l – długość przewodnika, S – jego pole przekroju poprzecznego, oraz parametr określający właściwości materiału: ρ – rezystywność, γ – konduktywność ($\gamma = 1/\rho$). Przykładowo dla aluminium rezystywność wynosi $0{,}0265\,\Omega mm^2/m$, co odpowiada konduktywności $38\,m/\Omega mm^2$.

Możemy skorzystać z pierwszego albo drugiego wzoru, ale jak się za chwilę okaże, do naszej analogii bardziej pasuje ten drugi. (Nie pomyl się: litera l to „małe el" a nie „duże i".)

Teraz ważne zdanie:

Mając U_1, z, l, S oraz γ, możemy obliczyć prąd płynący przez pręt z rysunku 11b (celowo pomijamy przy tym rezystancję przewodów łączących go z baterią).

Prąd ten ma wartość:

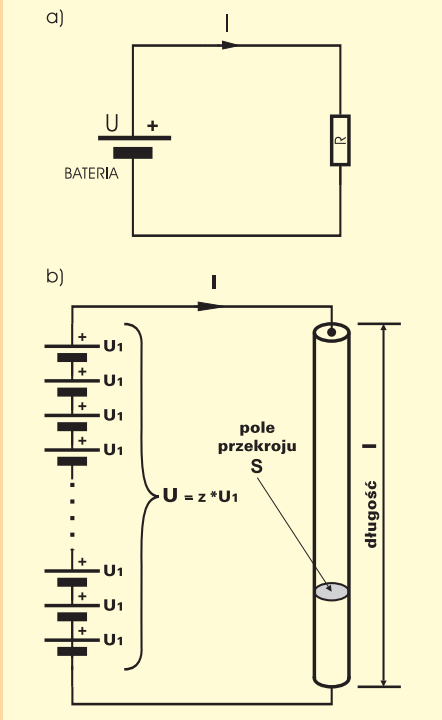
$$I = \frac{U}{R} = \frac{z \times U_1}{\frac{l}{\gamma} \times S} = \frac{z \times U_1 \times \gamma \times S}{l}$$

I co z tego?

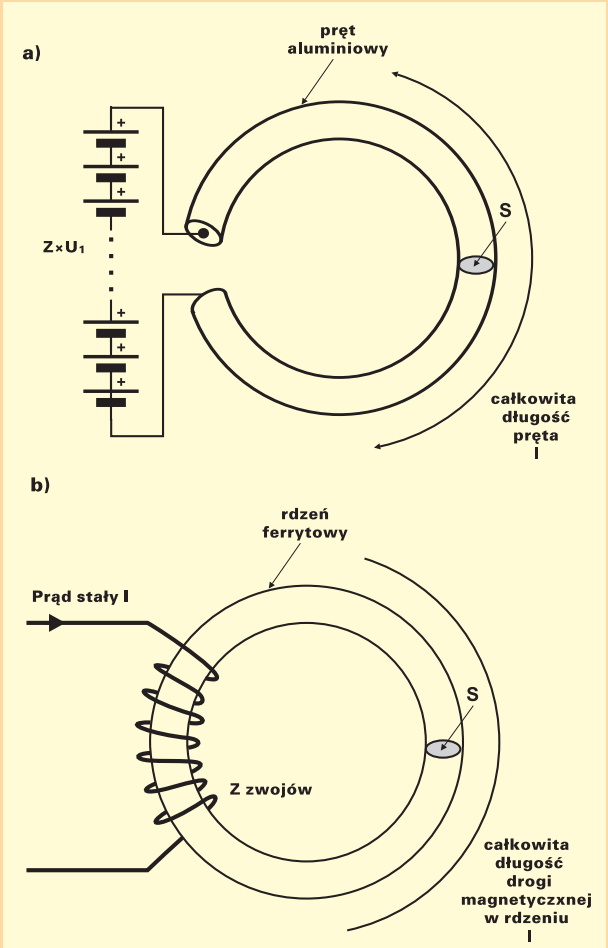
Okazuje się, że powyższy wzór bardzo przypomina zależności w obwodzie magnetycznym. Nie wierzysz?

Na **rysunku 12** masz dwa analogiczne obwody: elektryczny i magnetyczny. Żeby obwód elektryczny bardziej przypominał obwód magnetyczny, zagiąłem nasz aluminiowy pręt na kształt... no właśnie, jak fachowo nazywa się taki kształt? Jest to po prostu toroid. Toroid? Przecież tak nazywamy rdzenie magnetyczne w kształcie pierścienia! Ta rysunku 12b masz cewkę z rdzeniem toroidalnym. Dlaczego toroidalnym? Ponieważ praktycznie wszystkie „linie pola", czyli wytworzony strumień magnetyczny, zamykają się w rdzeniu toroidalnym. W przypadku rdzeni o innych kształtach, część „linii pola" (strumienia) przebiega nie w rdzeniu, tylko w powietrzu. Na razie nie musisz znać szczegółów, tyle wystarczy – wszystkie wytworzone linie pola przebiegają w rdzeniu. Kropka.

Tym razem w obwodzie z cewką nie ma wyłącznika, nie interesuje nas narastanie prądu, tylko przepływ prądu I o ustalonej, niezmiennej wartości. Podczas przepływu tego prądu ilość „linii pola" w rdzeniu jest stała. Tym samym nie indukuje się żadne napięcie samoindukcji. Dlatego nie zaznaczyłem też baterii, bo napięcie nie ma tu znaczenia (w idealnym przypadku jest równe zeru, a w rzeczywistym jest spadkiem napięcia na rezystancji uzwojenia).



Rys. 11. Obwód elektryczny



Rys. 12. Analogia obwodów elektrycznego i magnetycznego

Wymiary: przekrój S i długość l w obu przypadkach są jednakowe.

Interesuje nas, co dzieje się we wnętrzach obu toroidów.

Niewątpliwie w aluminiowym pręcie z rysunku 12a płynie prąd elektryczny I.

A co płynie toroidalnym pręcie z rysunku 12b?

Na pewno nie prąd elektryczny (bo ten płynie tylko przez uzwojenie cewki). Ten prąd elektryczny powoduje jednak powstanie w rdzeniu linii pola. Czy zgodziłbyś się ze sformułowaniem, że w rdzeniu też coś płynie, i że jest to... prąd magnetyczny?

Czyli...

odpowiednikiem prądu w obwodzie elektrycznym jest w obwodzie magnetycznym ilość linii pola, czyli strumień Φ! Nie będę ci tego udowadniał, musisz mi uwierzyć, że tak jest.

Spróbujmy więc jakoś dopasować wzory dla obu obwodów:

$$I = \frac{z \times U_1 \times \gamma \times S}{l}$$

$$\Phi = ?$$

Domyślasz się, że we wzorze na strumień powinna pojawić się liczba zwojów z. Na rysunku 12a też masz z – liczbę elementarnych ogniw.

W przypadku obwodu magnetycznego (ściślej rdzenia toroidalnego) sens przekroju S i długości l jest taki sam, jak w obwodzie elektrycznym.

Co jest odpowiednikiem U_1? To może być dla ciebie najtrudniejsze do przełknięcia – na rysunku 12b odpowiednikiem napięcia U_1 jest prąd I płynący przez cewkę (przez każdy jej zwój). Dlaczego prąd?

Pomyśl – w obwodzie elektrycznym czynnikiem wymuszającym jest napięcie. Pod wpływem tego napięcia w obwodzie płynie prąd zależny od oporu stawianego przez materiał. Co jest czynnikiem wymuszającym w obwodzie magnetycznym? Niewątpliwie prąd elektryczny I! Ale nie tylko. Wszystko byłoby fajnie, gdyby cewka składała się z jednego zwoju – wtedy rzeczywiście nic innego nie wchodziłoby w grę.

Nieprzypadkowo wcześniej poświęciłem sporo uwagi ilości zwojów, i nieprzypadkowo podzieliłem źródło napięcia z rysunku 12a na szereg elementarnych źródeł. Intuicja powinna ci podpowiedzieć, że w obwodzie magnetycznym, tym czynnikiem wymuszającym jest iloczyn prądu i liczby zwojów: I × z.

Wielkość tę nazywamy przepływem i często oznaczamy dużą grecką literą theta (teta) Θ. Jednostką przepływu jest amper, bo liczba zwojów nie ma miana. Podobnie, jak w przypadku strumienia skojarzonego, śmiało możesz sobie wyobrażać, że przepływ to prąd, który płynąc przez jeden zwój wywoła takie same skutki, jak prąd I płynący przez z zwojów. Nie ma jednak potrzeby, żebyś głębiej wgryzał się w to zagadnienie.

Idziemy dalej.

A co w obwodzie magnetycznym jest odpowiednikiem γ. Konduktywność (γ) wyraża właściwości materiału jeśli chodzi o skłonność do przewodzenia prądu. A jaki parametr wyraża właściwości materiału pod względem magnetycznym? Na pewno jest taki parametr. Nazywa się go przenikalnością magnetyczną i oznacza mała grecką literą mi – μ. Na razie nie musisz znać szczegółów na temat przenikalności.

A więc:

$$\Phi = \frac{z \times I \times \mu \times S}{l}$$

Świetnie!

W przypadku obwodu elektrycznego z rys. 12a zaczęliśmy od prawa Ohma wyrażonego wzorem:

$$I = \frac{U}{R}$$

Pod wpływem czynnika wymuszającego $U = z \times U_1$ w rezystancji R płynie prąd I

Czy w obwodzie magnetycznym też można mówić o podobnej zależności?

Zauważ, że możemy trochę inaczej zapisać nasz wzór na strumień magnetyczny tak, by oddzielić czynnik wymuszający I×z:

$$\Phi = (I \times z) \times \frac{\mu \times S}{l}$$

Nie gwałcąc żadnych zasad matematyki możemy ten wzór zapisać jeszcze inaczej:

$$\Phi = \frac{I \times z}{\frac{l}{\mu} \times S}$$

I oto masz przed sobą wzór wyrażający prawo Ohma dla obwodu magnetycznego! Masz pełną analogię obwodów z rysunku 12!

Czynnik wymuszający – przepływ I×z nazywamy napięciem magnetycznym lub siłą magnetomotoryczną, natomiast wielkość l/μ×S to opór magnetyczny, zwany reluktancją.

Napiszmy więc prawo Ohma dla obwodu magnetycznego:

$$\Phi = \frac{SMM}{Rm}$$

gdzie SMM = I×z to siła magnetomotoryczna (napięcie magnetyczne), natomiast Rm = l/(μ×S) to opór magnetyczny (reluktancja).

Ciekawe, prawda?

Czy nadążasz za mną? A może teraz dopiero zaczynasz mieć młyn w głowie i zastanawiasz się, po co te całe wywody? Bo niby co wspólnego ma prąd pomnożony przez liczbę zwojów z rysunku 12b z napięciem z rysunku 12a?

Jeśli jesteś bardzo młody, to może myślisz, że ta cała żonglerka wzorami, to jakieś hochsztaplerskie sztuczki. Nie! Wszystko to się zgadza z rzeczywistością. Powiem więcej – dopiero te ostatnie wzory są ścisłe i nie ma tu przybliżeń, uproszczeń, tajemniczych magnesików, „linii pola", ani żadnych innych analogii.

Wszystko to pięknie, ale właśnie w tym miejscu muszę cię zmartwić: te wzory na prawo Ohma dla obwodu elektrycznego są może piękne, ale w praktyce wcale nie będziesz ich używał.

Musiałem jednak ci to przedstawić, bo po pierwsze pokazuje to swego rodzaju jedność elektroniki, a po drugie potrzebne ci jest do zrozumienia sensu kolejnych wielkości używanych przy obliczaniu obwodów magnetycznych. Zajmiemy się tym za miesiąc.

Piotr Górecki

Zanim jednak zajmiemy się indukcją magnetyczną i natężeniem pola magnetycznego, wróćmy do wzoru na energię, na którym wcześniej utknęliśmy:

$$E = \frac{z \times \Phi \times I_1}{2}$$

Teraz już wiemy, że:

$$F = \frac{z \times I \times \mu \times S}{l}$$

Podstawiamy do pierwszego wzoru:

$$E = z \times \frac{\frac{z \times I \times \mu \times S}{l} \times I_1}{2}$$

Spokojnie! Nie bój się! Zauważ, że prąd I ze wzoru na strumień to prąd I_1. W cewce płynie tylko jeden prąd (ściślej biorąc chodzi o chwilową wartość prądu na koniec czasu t_{1z} rysunku 7). Możemy więc uporządkować równanie:

$$E = \frac{z^2 \times I^2 \times \mu \times S}{2l}$$

Równanie to można zapisać troszeczkę inaczej:

$$E = \frac{\frac{z^2 \times \mu \times S}{l} \times I^2}{2}$$

Przyjrzyj się temu wzorowi. Zatrybiłeś?

Przecież to jest znany ci od dawna wzór

$$E = \frac{L \times I^2}{2}$$

gdzie

$$L = \frac{z^2 \times \mu \times S}{l}$$

Czy jednak tylko po to, by wyprowadzić ten znany wzór, tak strasznie cię męczyłem? Skądże!

Masz teraz czarno na białym (prawie białym), co to jest indukcyjność. Obaj czuliśmy przez skórę, że indukcyjność cewki nie jest pojęciem pierwotnym, tylko czymś bardziej złożonym – teraz masz tego dowód.

Jak widzisz, indukcyjność cewki rośnie z kwadratem (drugą potęgą) liczby zwojów z. Indukcyjność zależy od wymiarów rdzenia: tak zwanej drogi magnetycznej l i przekroju rdzenia S. Zależy też od przenikalności μ – czym większa przenikalność, tym większa indukcyjność.

A więc wygląda na to, że dobra cewka powinna mieć możliwie gruby i „pękaty" rdzeń (duża wartość S, mała l) wykonany z materiału o dużej przenikalności magnetycznej μ.

Jeśli weszliśmy w temat tak głęboko, to informuję, że indukcyjność, którą do tej pory ogólnie określaliśmy „zdolnością cewki do przeciwstawiania się zmianom prądu", teraz możemy ściślej nazwać współczynnikiem proporcjonalności między strumieniem skojarzonym a prądem wywołującym ten strumień. Jeśli nie wierzysz, to rozwiń poniższy wzór:

$$L = \frac{\Psi}{I}$$

W praktyce wzór taki nie będzie ci potrzebny i potraktuj to jako ciekawostkę.

Jako ciekawostkę możesz potraktować także poniższe informacje.

Dobrze wiesz, że jednostką indukcyjności jest henr. Być może spotkałeś się z definicją henra: cewka ma indukcyjność jednego henra, jeśli przy jednostajnej zmianie prądu o 1 amper w ciągu jednej sekundy indukuje się w niej napięcie samoindukcji równe 1 wolt.

A więc mówiąc fachowo – wymiarem indukcyjności jest wolt razy sekunda przez amper. A ponieważ wolt przez amper to om, mówi się, że henr to omosekunda

$$[L] = \frac{V \times s}{A} = \frac{V}{A} \times s = \Omega \times s$$

Ta omosekunda dodatkowo mąci początkującym obraz sprawy, sugerując, że henr ma jakiś związek z omem.

Nie daj się na to nabrać – nie mieszaj tu żadnej rezystancji. Zależności i związki związane z magnetyxzmem są rzeczywiście zadziwiające. Nieprzypadkowo wspomniałem ci wcześniej, że strumień Φ ma związek z napięciem i czasem – wymiarem strumienia jest woltosekunda (Vs), zwana również weberem.

Dziwne, prawda? Co to jest woltosekunda, jak to rozumieć? Nie przejmuj się tym (nawet jeśli jesteś nowicjuszem i nie bardzo wiesz, co to jest ten wymiar)! Wcale nie musisz do końca rozumieć tych spraw.

Teraz przechodzimy dalej.

W poprzednich miesiącach doszliśmy do wniosku, że w danej cewce można zmagazynować ograniczoną ilość energii, i że dla każdej cewki możemy określić pewien prąd maksymalny. Wyszło nam, że zwiększanie prądu powyżej tej maksymalnej wartości nie powoduje zwiększania ilości zgromadzonej energii. W analogii z magnesikami wszystko było jasne (równoległe ustawienie wszystkich magnesików). A teraz?

Gdzie we wzorze na energię

$$E = \frac{\frac{z^2 \times m \times S}{l} \times I^2}{2}$$

masz to ograniczenie?

Pomyśl! powinno tu być.

Jeśli twierdzisz, że to ograniczenie musi tkwić w przenikalności μ, masz rację! Właśnie przenikalność reprezentuje właściwości materiału, czyli w naszej wcześniejszej analogii – sprężystość i kąt odchylenia elementarnych „magnesików na sprężynkach".

Zróbmy więc kolejny krok – spróbujmy rozprawić się z przenikalnością.

Wróć do rysunku 12. Jeszcze raz wrócimy do wzorów

$$I = \frac{U}{R} = \frac{U_1 \times z}{\frac{l}{\gamma} \times S}$$

$$F = \frac{SMM}{Rm} = \frac{I \times z}{\frac{l}{\mu} \times S}$$

W obwodzie elektrycznym wraz ze wzrostem napięcia ($U = z \times U_1$), proporcjonalnie wzrasta prąd I. Zaznaczymy to na **rysunku 13a**. Wykresem zależności prądu od napięcia jest prosta. Dla konkretnego obwodu elektrycznego prosta ta (a właściwie jej nachylenie) reprezentuje rezystancję R, a także właściwości materiału, czyli współczynnik (bo S i l są niezmienne). Wartość jest stała.

Inaczej jest w obwodzie magnetycznym. Tu prąd magnetyczny, czyli strumień nie będzie liniowo wzrastał ze wzrostem czynnika wymuszającego, czyli napięcia magnetycznego ($SMM = I \times z/l$). Kłaniają się nasze „magnesiki na sprężynkach". Gdy wszystkie się wyprostują, dalsze zwiększanie czynnika wymuszającego nic, albo niewiele zmieni.

A więc jedynie w zakresie prądu od zera do pewnej wartości, strumień magnetyczny proporcjonalnie rośnie. Dla pewnej wartości prądu osiągniemy stan nasycenia i dalsze zwiększanie prądu nie zmieni znacząco wartości strumienia. Spróbujmy to zaznaczyć na **rysunku 13b**.

Analogicznie, jak na poprzednim rysunku, przedstawiona linia reprezentuje rezystancję magnetyczną, w tym także właściwości materiału, czyli przenikalność μ. Ściślej biorąc, o wartości μ dla danego prądu świadczy nachylenie linii w punkcie odpowiadającym temu prądowi.

Co bardzo ważne, wartość μ zależy od wartości prądu. Jak widzisz, przy nadmiernym wzroście prądu (ściślej – przepływu), linia przebiega bardzo płasko, czyli przenikalność radykalnie się zmniejsza (oczywiście zmniejsza się także indukcyjność cewki).

Jeśli chcesz zaprojektować cewkę do jakiegoś konkretnego zastosowania, musisz zmieścić się w początkowym, stromym obszarze charakterystyki. Nie jest to takie proste, bo jak skrzętnie zaznaczyłem na rysunku 13b, wykres dotyczy rdzenia o konkretnych wymiarach S, l z cewką o liczbie zwojów z. Jak znam życie, gdy będziesz próbował zaprojektować cewkę, inne będą wartości S, l i z, a tym samym rysunek 13b okaże się zupełnie bezużyteczny.

Fatalna sprawa! Tu właśnie zaczynają się schody i to strome schody.

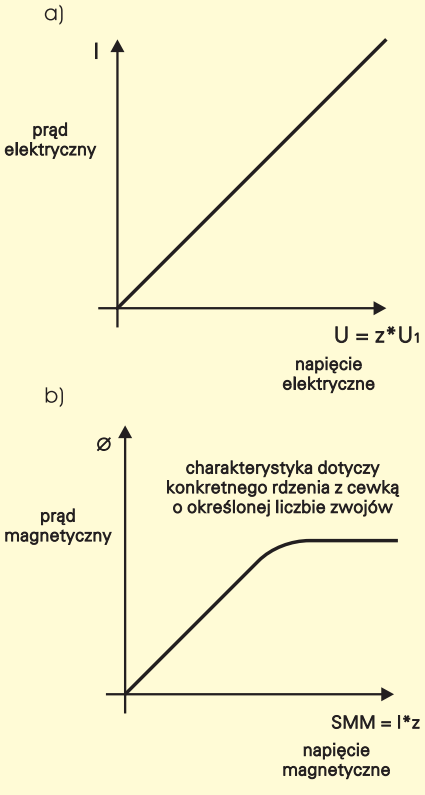
Co robić?

Uważaj! Jedynym ratunkiem byłoby takie przedstawienie zależności czynnika wymuszanego od czynnika wymuszającego, które charakteryzowałoby tylko właściwości materiału, a w jakiś sposób omijało zależność od powierzchni S, długości l i liczby zwojów z.

Jak to zrobić?

Zajmiemy się tym za miesiąc.

Piotr Górecki



Rys. 13. Zależność prądu od napięcia w obwodach elektrycznym i magnetycznym

MEU
MAGAZYN ELEKTRONIKI UŻYTKOWEJ

• **IFA, czyli panorama najnowszych osiągnięć elektroniki użytkowej. Część 4 . . . . . .69**
• **ISDN 73**
• **Audio 77**

IFA

część 4

czyli panorama najnowszych osiągnięć elektroniki użytkowej

W poprzednim miesiącu obiecałem opowiedzieć o współczesnym radiu. Wiele oznak świadczy, że radio stoi przed wielką szansą – szansą na drugą młodość. To jednak jest temat na cały artykuł bądź felieton. Zapewne do tego fascynującego tematu jeszcze powrócimy.

W pierwszych numerach EdW mogłeś zapoznać się z cyklem artykułów „Radiofonia w ciągłym rozwoju". Końcówka tego cyklu dotyczyła nowego systemu radiofonicznego, zwanego DAB.

Może cię teraz trochę zaskoczę. Wiadomo, że radio powstało i przeżywało chwile świetności dużo wcześniej niż telewizja. Tymczasem, o ile cyfrowa telewizja (DVB) pojawiła się już co najmniej przed rokiem w przekazach niektórych satelitów oraz w niektórych sieciach kablowych, o tyle radiofonia cyfrowa (DAB) dopiero się szykuje do głośnego światowego debiutu. W niektórych krajach przeprowadzano co prawda próby, ale tak naprawdę, to radiofonia DAB nie wkroczyła jeszcze na rynek.

Radiofonia DAB jest nieodłącznie związana z motoryzacją. Może się zdziwisz i zapytasz, dlaczego? To znów jest temat na kolejny artykuł czy felieton. Przyjmij więc do wiadomości, że proponowane odbiorniki DAB to przede wszystkim odbiorniki samochodowe lub tunery współpracujące z istniejącym systemem elektroakustycznym samochodu.

O co chodzi w tym całym systemie DAB?

Szczegóły techniczne są dość trudne do zrozumienia. Z grubsza chodzi o to, że dzięki zastosowaniu zarówno odpowiedniej obróbki sygnału, jak i dzięki zaawansowanym metodom modulacji fali (fal) nośnej(-ych), wypadkowe wymagane pasmo przenoszenia w radiofonii cyfrowej może być, i o dziwo jest, nieco mniejsze, niż w dotychczasowej radiofonii FM, a jakość dźwięku jest taka sama, jak z płyty kompaktowej.

System DAB jest lepszy od transmisji FM pod wieloma względami. Więcej informacji podam ci w jednym z następnych numerów EdW. Dziś, bez wchodzenia w szczegóły, chciałem tylko zasygnalizować perspektywy. Po pierwsze, system DAB zapewnia jakość dźwięku odpowiadającą jakości płyty kompaktowej, a ponadto jest zdecydowanie bardziej odporny na zakłócenia i zaniki sygnału, tak dokuczliwie odczuwane w samochodach na granicy zasięgu stacji. Po drugie, jest to system całkowicie cyfrowy, a więc w zasadzie rozsyłane są po prostu bity informacji. A więc oprócz transmisji radiowej, do odbiorcy są jednocześnie trans-

mitowane różnorodne informacje dodatkowe. Mogą to być na przykład obszerne dane o sytuacji na drogach. Mogą to być informacje przeznaczone dla wybranych grup odbiorców (np. komunikaty bankowe lub informacje o sytuacji na giełdach), albo nawet komunikaty dla odbiorców indywidualnych. Możliwości jest bardzo dużo – po prostu do dyspozycji stoi szeroki kanał przesyłowy, którym w jednym systemie, obok kilkunastu programów radiowych, można przesyłać praktycznie dowolne informacje, czy obrazy. Na razie obrazy nieruchome, ale po wprowadzeniu zupełnie nowego, obiektowego standardu MPEG-4, prawdopodobnie nawet obrazu ruchomego... Zawrót głowy: radiofonia z możliwością przesyłania obrazów ruchomych, czy to aby nie przesada?

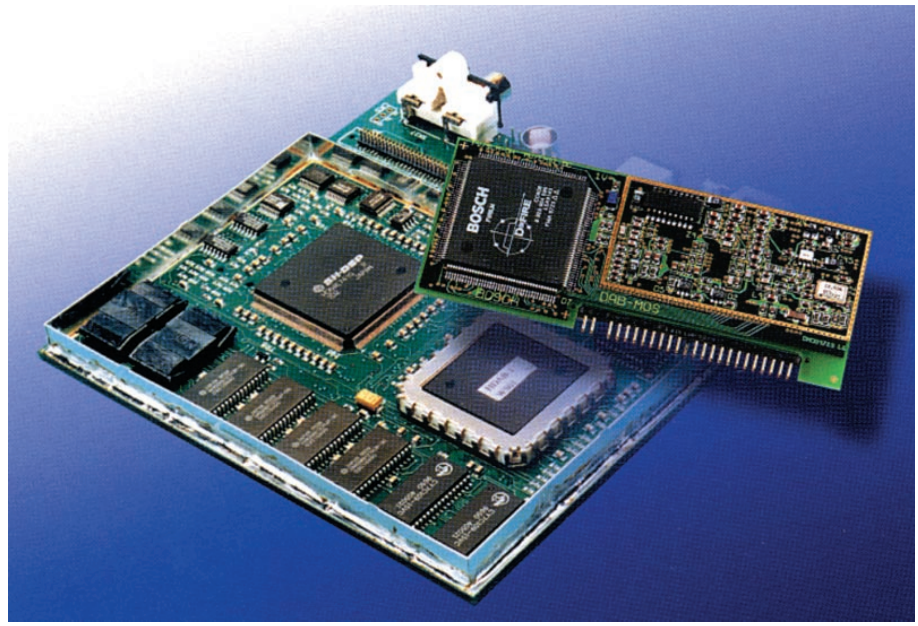
Na razie jeszcze chyba nie bardzo potrafisz sobie wyobrazić, do czego wykorzystać wszystkie możliwości radiofonii DAB. Za chwilę podam ci trochę więcej informacji.

Teraz muszę powiedzieć parę słów o systemach nawigacyjnych. O systemie nawigacji satelitarnej GPS mogłeś przeczytać w jednym z poprzednich numerów EdW.

Na berlińskich targach niemal wszyscy liczący się producenci wyposażenia do samochodów przedstawili swoje urządzenia do nawigacji satelitarnej, przeznaczone właśnie dla kierowców. Niektóre droższe samochody mają w standardowym wyposażeniu system nawigacji satelitarnej.

Co ciekawe, niektóre prezentowane radia samochodowe są wyposażone „od urodzenia" w niewielki ekran ciekłokrystaliczny, na którym między innymi podane są wskazówki dotyczące wyboru trasy prowadzącej do wybranego wcześniej celu. Niewielki wyświetlacz LCD w radiu to nie wszystko – najczęściej do celów nawigacji przewidziano kolorowy ekran o przekątnej rzędu kilkunastu centymetrów. Właśnie na tym ekranie pokazywane są zarówno mapy z zaznaczoną trasą podróży, jak również wszelkie komunikaty. Jeśli już w aucie jest kolorowy ekran, można

Układ scalony do demodulacji i dekodowania sygnału DAB



Moduły odbiorcze DAB

Tuner DAB i współpracujące autoradio firmy Blaupunkt

go wykorzystać do wielu innych celów (byle nie do oglądania telewizji przez kierowcę podczas jazdy). W ten sposób doszliśmy do kompleksowego systemu elektronicznego w samochodzie. Znów otwiera to nowe, trudne do przewidzenia możliwości na przyszłość.

Wracajmy do systemów nawigacyjnych.

Do pełnego wykorzystania systemu nawigacyjnego potrzebna jest niewątpliwie cyfrowa mapa danego kraju zapisana na CD-ROMie. Takie cyfrowe mapy wielu krajów europejskich są już dostępne na rynku.

Tak więc cyfrowa mapa plus sygnał GPS dają możliwość radykalnego ułatwienia jazdy kierowcy przez nieznaną okolicę. No tak, ale jeśli w związku z robotami drogowymi zostanie wyznaczony objazd, to taki system nawigacyjny po prostu zgłupieje, prawda?

Niekoniecznie! Wyobraź sobie, że właśnie przez radio DAB do komputera

samochodowego dotrą wyczerpujące informacje o takich objazdach, korkach, nawet poważniejszych, krótkotrwałych zakłóceniach związanych na przykład z wypadkami samochodowymi. Właśnie te dodatkowe informacje przekazywane przez radio pozwolą, by system nawigacyjny automatycznie zalecił właściwą drogę objazdu. Brzmi to może trochę jak bajka, ale nie ma tu nic przesady – dopiero system nawigacji satelitarnej w połączeniu z radiofonią DAB realnie stwarza takie fantastyczne możliwości.

Oczywiście oprócz prototypów samochodowych odbiorników DAB, wiodące firmy przedstawiły bogatą ofertę odbiorników samochodowych AM/FM o różnych możliwościach. Oprócz radioodbiorników z odtwarzaczem kaset magnetofonowych można było obejrzeć odbiorniki z odtwarzaczem CD, rzadziej z odtwarzaczem minidysków MD. Tutaj jakichś rozwiązań, rzucających na kolana, nie było. Oczywiście wygląd oferowanych odbiorników jest coraz nowocześniejszy, wygoda obsługi coraz większa. W wielu wypadkach odtwarzacz CD zawierający zmieniacz płyt (do 12 szt.) jest w bagażniku, a radio umieszczone przy kierowcy służy do sterowania już nie tylko odtwarzaczem CD, ale pracą całego systemu audiowizualnego samochodu. Audiowizualnego, bo kolorowy ekran potrzebny do systemu nawigacyjnego może być wykorzystany do jeszcze innych celów, na przykład do monitorowania stanu poszczególnych urządzeń samochodu, do nadawania i odbierania komunikatów przez telefon GSM, itp.

Ciekawostką może być pierwszy odbiornik radiowy połączony z telefonem GSM. Cóż, może to niewłaściwa nazwa, ale jest to prawdziwy radiotelefon.

A jeśli telefon, to niepostrzeżenie przeszliśmy do telekomunikacji.

Co nowego w tej dziedzinie?

Nikogo dziś nie wzruszy jakiś tam udziwniony, przewodowy aparat telefoniczny. Jeszcze trochę robią wrażenie nowoczesne „komórkowce". Tutaj wciąż toczy się walka o klienta. Sami jesteśmy jej świadkami. Reklamy w prasie, radiu i telewizji zachęcają do kupienia takiego, czy innego modelu telefonu komórkowego. Walka trwa. Poszczególne firmy prześcigają się w wymyślaniu oryginalnych kształtów, kolorów swoich „komórek". Osoba nie znająca się na technice kupi po prostu aparat, który uzna za ładniejszy. Ale forma to nie wszystko. Te same firmy prześcigają się w udoskonalaniu wnętrza, dzięki czemu oferują coraz dłuższy czas pracy na komplecie baterii bez ładowania, coraz większe dodatkowe możliwości i, oczywiście coraz mniejszą masę. Rekordzistami są tu Motorola i Philips. Ich najlżejsze aparaty różnią się między sobą jakimiś tam nieznaczącymi dwoma, czy trzema gramami, przy czym aparat waży poniżej 100g. Czy naprawdę doceniasz osiągnięty stopień miniaturyzacji? Czy masz świadomość, że 100 gramów to masa... tabliczki czekolady. Gdy następnym razem będziesz kupował tabliczkę czekolady, pomyśl koniecznie o telefonach GSM.

Jeśli już jesteśmy przy telefonii, cyfrowej oczywiście, to znów muszę wspomnieć o perspektywach. Jeśli obecnie w sieciach telekomunikacyjnych przesyła się nie prądy i napięcia, ale trochę upraszczając – po prostu bity informacji, to oczywiście także w tej dziedzinie istnieje ogromne pole do rozwoju.

Tuner DAB firmy Pioneer

A jeśli już masz w samochodzie cyfrowy telefon, sprzęt do połączenia telefonu GSM i przenośnego komputera (a tym samym dobry faks), to czy trudno sobie wyobrazić sytuację, w której manager jeżdżący samochodem po Europie, czy wręcz świecie, na bieżąco z daleka kieruje pracą swojej firmy?

Przechodzimy do kolejnej sprawy. Oczywiście nowoczesna telekomunikacja to nie tylko telefonia bezprzewodowa GSM. Prawdopodobnie już słyszałeś, że trwają intensywne przygotowania do wprowadzenia ogólnodostępnej telefonii satelitarnej. Najbardziej zaawansowany jest projekt Iridium, w którym duże udziały ma dobrze ci znany koncern Motorola.

Co prawda już teraz istnieją systemy telefonii satelitarnej, ale wymagane moce nadawania uniemożliwiają miniaturyzację. System Iridium, i jemu podobne, nie wymaga dużych mocy i telefoniczne aparaty satelitarne będą mieć wymiary porównywalne z dzisiejszymi aparatami GSM.

Jak wiesz, wokół telefonii GSM robi się dużo hałasu. Wkrótce podobna wielka kampania reklamowa będzie dotyczyć telefonii satelitarnej.

Ty jednak w żadnym wypadku nie daj się przekonać, że telefonia komórkowa czy satelitarna całkowicie zastąpi współczesne sieci przewodowe. Wielka kampania reklamowa jak zwykle związana jest ze spodziewanymi dużymi zyskami na nowym rynku. Znane od lat telekomunikacyjne sieci przewodowe długo jeszcze będą nam dostarczać niedrogich usług. Nie tylko związanych z przekazywaniem głosu.

Dziś, gdy wszystkie łącza międzycentralowe pracują w systemie cyfrowym, nic nie stoi na przeszkodzie, by te łącza wykorzystać do przesyłania danych między komputerami

System DAB firmy Grundig

i w ogóle wszelkich danych cyfrowych. Sam wiesz, że przeciętny śmiertelnik uzyskuje dostęp do Internetu właśnie przez sieć telefoniczną, wykorzystując modem. Po co mu ten modem? Ano tylko z konieczności, bo dzisiejsze linie abonenckie, mówiąc najprościej, nie potrafią transmitować „prawdziwych" sygnałów cyfrowych. Wprawdzie sieci międzycentralowe są w pełni cyfrowe, jednak na odcinku od centrali do abonenta, po linii nadal wędrują sygnały analogowe. Winny jest tu ten krótki, kilkukilometrowy odcinek od abonenta do najbliższej centrali. Dlatego do przesłania sygnału cyfrowego potrzebne są urządzenia pośredniczące, zamieniające sygnał cyfrowy na coś w rodzaju sygnału analogowego. Jest to urządzenie MODulująco-DEModulujące – właśnie modem.

Tak jest u nas do tej pory. W krajach lepiej rozwiniętych coraz większa liczba abonentów ma dostęp do linii abonenckich, które bezpośrednio transmitują sygnał cyfrowy. Na pewno spotkałeś już skrót ISDN. Oznacza on cyfrową sieć usług zintegrowanych. Abonent mający bezpośredni dostęp do sieci ISDN nie potrzebuje modemu – może bezpośrednio transmitować dane cyfrowe z prędkością dochodzącą nawet do 200 kilobitów na sekundę. Dla porównania współczesne modemy na typowych liniach z trudem osiągają prędkość przesyłania równą 28,8kb/s. Nie trzeba tłumaczyć, jak zmniejsza to czas (i koszty) przy przesyłaniu dużych ilości informacji.

Choć nowoczesny modem mógłby przekazywać dane z prędkością dochodzącą do 56kb/s, często stoją temu na przeszkodzie parametry linii, czy ściślej biorąc – całego toru telekomunikacyjnego.

Jak zauważyłeś, w całkowicie cyfrowym systemie ISDN od abonenta nie tylko może, ale musi wyjść sygnał cyfrowy. Oznacza to konieczność umieszczenia w aparacie telefonicznym przetworników analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego. Komplikuje to sprawę, bo wymiana znanych nam linii abonenckich na cyfrowe powoduje konieczność wymiany nie tylko wyposażenia central, ale i aparatów telefonicznych, telefaksów i wszelkiego podobnego sprzętu znanego z naszych domów i biur. Nie jest to ani proste, ani tanie.

Nowoczesne „gwiezdne radio" firmy Philips

System nawigacyjny firmy Alpine

System nawigacyjny firmy Grundig

Wielofunkcyjny wyświetlacz firmy Skeye

To znów jest temat na oddzielny artykuł. Nie będziemy się w to zagłębiać.

Na razie praktycznie we wszystkich krajach klasyczne analogowe aparaty telefoniczne trzymają się dobrze. Ale tendencja do powszechnej cyfryzacji jest bardzo silna. Można powiedzieć, że kolejnym krokiem rozwoju sieci telekomunikacyjnej jest wprowadzanie cyfrowych łączy abonenckich. Nie myśl, że takie cyfrowe łącza abonenckie wymagają na przykład światłowodów – wystarczy typowa dwużyłowa miedziana linia. Różnica polega na tym, jakie sygnały (stało- i zmiennoprądowe) przesyłane są w takich liniach. Wygląd współczesnych analogowych aparatów telefonicznych nie różni się zbytnio od nielicznych pokazywanych aparatów cyfrowych ISDN.

Ale abonenckie linie cyfrowe to nie wszystko. To dopiero niewielki fragment zagadnienia. Nawet jeśli trzeba używać modemów, to dowolne komputery mogą się ze sobą łączyć, a więc tworzyć sieć. Co to znaczy sieć? Może i ty masz wyobrażenie, że wszystko, co ma związek z rozległymi sieciami komputerowymi, to Internet... Przyjacielu, niejednemu psu Burek. Słyszałeś zapewne, że Internet ze swej natury nie ma właściciela, a co za tym idzie – konsekwentnego nadzorcy. Może trochę przesadzę, ale raczej niewiele minę się z prawdą – w Internecie każdy robi, co chce. Niektórzy mówią, że to i dobrze, ale jednym z efektów ubocznych tej wolności jest ogromna liczba korzystających z tego medium, gwałtowny wzrost przesyłanych informacji i w konsekwencji swego rodzaju ścisk i bałagan.

Możliwości Internetu są rewelacyjne, ale wspomniany tłok, bałagan i wynikające stąd niedogodności odstręczają od korzystania z tego środka. Jest to jedna z przyczyn powstawania odrębnych sieci, nadzorowanych przez odpowiednie instytucje dbające o panujący w nich porządek. A wszystkie usługi takich sieci komputerowych dostępne będą za pośrednictwem sieci telefonicznej, klasycznej przewodowej, ISDN lub GSM. Nie podam ci szczegółów, na razie wystarczy, że rozumiesz przyczyny i możliwości powszechnej cyfryzacji w telekomunikacji.

Garść dalszych informacji oraz refleksji podam za miesiąc.

Piotr Górecki

Podsumowanie

Jak już na pewno zdążyłeś zauważyć, oddzielne dotychczas dziedziny zaczynają się wzajemnie przenikać. Telewizor z przystawką internetową, elektroniczne aparaty fotograficzne, kino domowe, faks wykorzystujący sieć GSM, planowane zastosowania dysku DVD, różnorodne usługi sieciowe dostępne przez telefon, to niektóre przykłady takiego wzajemnego przenikania odrębnych dotąd dziedzin.

Wszystko to jest możliwe dzięki powszechnej cyfryzacji. Jeszcze raz ci przypomnę, że jeśli mamy do dyspozycji kanał cyfrowy, którym można przesyłać dane, czyli ciągi zer i jedynek, to nie ma tu żadnego znaczenia, co te dane sobą reprezentują. Mogą one kodować głos, muzykę, obrazy, programy komputerowe, informacje o sytuacji na giełdzie, dane meteorologiczne, itd.

A takich ogólnodostępnych cyfrowych systemów przesyłowych mamy już kilka: cyfrowa telewizja DVB, cyfrowe radio DAB, cyfrowa telefonia ISDN, cyfrowe sieci komórkowe GSM, cyfrowe sieci telefonii satelitarnej. Coś, co jeszcze kilka lat temu można było uznać za fantazję, jest dziś możliwe do zrealizowania, a jutro będzie z tego korzystał przeciętny obywatel.

W tym miejscu chciałbym jeszcze wspomnieć ci o tym, czego na razie nie ma, i o czym się jeszcze głośno nie mówi.

Obecne trendy jednoznacznie pokazują, że w przyszłości potrzebne będą systemy transmisji danych jeszcze szybsze, jeszcze pojemniejsze i pozwalające docierać do indywidualnego odbiorcy. Tymczasem, jeśli mogę to uprościć – ilość miejsca w eterze jest ograniczona. Niewiele pomoże tu zajmowanie coraz wyższych pasm częstotliwości. Przykładowo kiedyś częstotliwość nadawania „ukaefu" wynosząca około 100MHz była uważana za wysoką częstotliwość. Dziś każdy odbiornik telewizyjny może odbierać częstotliwości do około 1000MHz (1GHz). Typowe krótkofalówki CB od lat pracują na częstotliwości 27MHz. Tymczasem współczesne telefony GSM pracują na częstotliwościach około 900MHz i 1800MHz. Nadajniki telewizji satelitarnej nadają sygnały o częstotliwościach rzędu 12000MHz (12GHz). Nikogo specjalnie nie dziwi, że współczesne urządzenia, nawet te miniaturowe przenośne, pracują na częstotliwościach, które kiedyś wykorzystywane były jedynie w urządzeniach radarowych. Ale w tym postępie widać niedaleki już koniec. Już teraz wykorzystujemy mikrofale, czyli częstotliwości rzędu gigaherców. Co dalej? Pamiętaj, że wyżej, niejako ponad mikrofalami mamy już promieniowanie podczerwone, a potem po prostu światło widzialne. Promieniowanie to ma już zupełnie inne właściwości i do celów transmisji danych przez nadajniki naziemne i satelitarne zupełnie się nie nadaje...

I tu właśnie widzisz ograniczenie pojemności „eteru". Czy jest jakieś wyjście?

Oczywiście! Sygnały wcale nie muszą być transmitowane radiowo, tylko mogą być rozprowadzone przewodowo.

Już masz przykład: telewizja kablowa. Na razie sygnały do indywidualnych odbiorców przesyła się kablem współosiowym, ale już teraz można do tego celu użyć światłowodu. Jak ci mówiłem, przy użyciu modemu możesz przesłać przez kabel, a konkretnie linię telefoniczną, sygnał cyfrowy z prędkością do kilkudziesięciu kilobitów na sekundę. W sieci ISDN przez ten sam kabelek można przesłać do 192kb/s. Prowadzone są próby wykorzystania zwykłych abonenckich linii telefonicznych do przesyłania informacji z prędkościami dochodzącymi do 10 megabitów na sekundę (wydaje się to niemożliwe, ale staje się możliwe w tak zwanej technologii ADSL). Zastosowanie kabla współosiowego (takiego jak w „kablówce" i instalacjach antenowych) pozwala uzyskać prędkości transmisji do gigabitów (1Gb = 1000000kb) na sekundę. Światłowód pozwoli uzyskać jeszcze większe prędkości.

I tu właśnie puścimy wodze fantazji: być może za jakiś czas do każdego mieszkania doprowadzony zastanie jeden światłowód, czyli szklany włosek o średnicy około 0,1mm. Za pośrednictwem tego szklanego włoska będziemy mieli do dyspozycji setki kanałów telewizyjnych i radiowych. Będziemy też mogli przez ten sam światłowód zamawiać dowolny film, czy audycję radiową, które w wyznaczonym przez

System nawigacyjny Philipsa (na ekranie zaznaczony zalecany objazd korka na podstawie bieżących informacji ze służby ruchu)

Odbiornik radiowy zintegrowany z telefonem GSM (Blaupunkt)

Odbiornik radiowy firmy Blaupunkt z odtwarzaczem kasetowym i kartą kodową (zabezpieczenie przed kradzieżą)

Odbiornik firmy Pioneer

Telefon GSM firmy Alcatel

Wielofunkcyjny Communicator firmy Nokia (telefon GSM, fax, kalendarz, notatnik ze spisem adresów i telefonów, dostęp do Internetu)

nas czasie zostaną przesłane tylko do nas. Przez ten szklany włosek popłyną bity już nie tylko rozmowy telefonicznej, ale wideotelefonicznej. Oczywiście przez ten włosek nasz domowy superkomputer będzie kontaktował się z wszechświatową siecią informacyjną, z której uzyskamy wszelkie potrzebne informacje z dowolnej dziedziny.

Może tak i będzie, o ile nie wydarzy się coś zupełnie niespodziewanego.

Już teraz możliwości są ogromne, ale wszystkiego nie można zmienić ze jednym zamachem. Mamy lepiej czy gorzej funkcjonujące różne wcześniejsze systemy. Nie można ich tak po prostu wyrzucić na złom. Ludzkości na to nie stać na globalną unifikację.

Właśnie, nie tylko o bezpośrednie koszty tu chodzi. Sęk w tym, że trzeba przyjąć swego rodzaju standardy, które umożliwiłyby ujednolicenie zarówno usług, jak i stosowanego sprzętu. Żeby tak było, trzeba najpierw starannie zaplanować usługi, potem przyjąć sposób kodowania poszczególnych informacji, a wreszcie wyprodukować w dużych ilościach (tym samym niedrogi) sprzęt. Tylko taka kolejność daje szansę na szybkie rozpowszechnienie się i spadek cen nowoczesnych urządzeń cyfrowych.

Innymi słowami najpierw należałoby zebrać w jednym miejscu wszystkich ekspertów od sprzętu powszechnego użytku, i żywiąc ich chlebem i wodą, trzymać w zamknięciu dotąd, aż ustalą jednolity standard określający sposób wykorzystania możliwości wspomnianych cyfrowych systemów. Potem wszyscy producenci na świecie musieliby trzymać się tak przyjętych ustaleń.

Owszem, podejmowane są podobne, może nie tak drastyczne, próby (np. wcześniej wspomniana grupa MPEG), ale niestety jeśli chodzi o ujednolicenie zasad wykorzystania wszystkich cyfrowych mediów, nie jest to takie proste do

„Komórki" firmy Ericsson

Aparaty StarTAC firmy Motoro-

wykonania. Właśnie teraz jesteśmy na etapie wypracowania standardów. Powstają one (są wypracowywane) dosłownie na naszych oczach. Kierunek, w którym to wszystko zdąża, jest z grubsza określony. Ale ze względu na rozwój techniki i technologii wciąż pojawiają się nowe możliwości i często przyjęte standardy w krótkim czasie stają się nieatrakcyjne. To też jest bardzo poważny problem.

Drugim są sprzeczne interesy producentów. Poszczególne firmy i grupy firm starają się wejść na rynek z własnymi rozwiązaniami. Nie możemy zapomnieć, że telefonia ISDN, radio DAB, telefonia komórkowa i szykująca się do natarcia telefonia satelitarna, otwierają ogromne pole dla nowych usług, nowego sprzętu i nowych zysków.

Właśnie ze względu na szybki postęp techniczny i walkę o klienta, tak trudne jest przyjęcie ogólnoświatowych standardów. Między innymi dlatego także i ty masz wrażenie, że to wszystko jest takie powikłane, i że w sumie

tam gdzieś u podstaw panuje wielki bałagan.

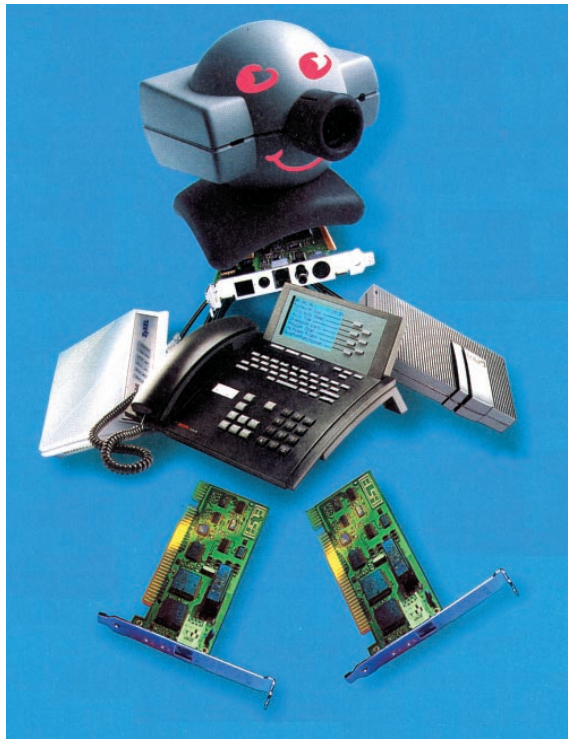
Nie mam w tym zakresie dla ciebie dobrych wiadomości. Pomimo podejmowanych prób, daleko jeszcze do stworzenia ogólnoświatowego jednolitego standardu, dotyczącego urządzeń cyfrowych. Powiem więcej: niewykluczone, że taki standard nie powstanie nigdy...

Tak to wygląda od kuchni. Niech więc nie zatyka ci tchu w piersiach widok najnowszych cyfrowych urządzeń o rewelacyjnych możliwościach, jakie możesz obejrzeć na wystawach oraz w relacjach prasowych i telewizyjnych. Nie daj sobie wmówić, że dana nowość na pewno trafi także do ciebie. Prototypy i egzemplarze z serii próbnych pokazywane na wystawach są niesamowicie drogie i absolutnie nie masz szans, by je kupić. Pamiętaj, że rynek nowości jest stale w fazie przejściowej i wcale nie wiadomo, które standardy i urządzenia pozostaną na nim na dłużej, a które szybko znikną.

Z drugiej strony, patrząc na urządzenia, które już zadomowiły się na rynku, i są dostępne dla przeciętnych śmiertelników, rzecz wygląda inaczej. Wprawdzie współczesna elektronika rozwija się tak szybko, że wielu przestaje za nią nadążać i rozumieć jak działają, a nawet do czego służą nowe urządzenia. Ale ty nie bój się tego szaleńczego rozwoju.

Telefon satelitarny dla systemu IRIDIUM

Ruchome biuro firmy Ericsson


Urządzenia telefoniczne ISDN

Pamiętaj, że motorem tego całego pędu jest chęć pozyskania klienta. A żeby to osiągnąć, nawet bardzo skomplikowane urządzenia muszą być bardzo łatwe w obsłudze. W przeciwnym wypadku nie kupi ich przeciętny klient, którym często okazuje się kobieta, nie mająca o technice nawet bladego pojęcia.

I właśnie dlatego ty, który masz już pewne rozeznanie w elektronice, naprawdę nie musisz mieć kompleksów. Nie jesteś mniej zdolny od przeciętnego Amerykanina, Brytyjczyka, czy Niemca. Jestem więcej niż pewny, że gdy weźmiesz do ręki któryś ze wspomnianych cudów techniki przełomu wieków, szybko opanujesz jego obsługę. Sprzęt jest dla ludzi, więc tym bardziej my, ludzie interesujący się elektroniką, naprawdę nie mamy się czego obawiać. I stale pamiętaj, że bezpowrotnie minęły już czasy, gdy każdy szanujący się elektronik dokładnie wiedział, jak działa jego (lampowy) radioodbiornik, czy czarno-biały (lampowy) telewizor i potrafił je sam naprawić w razie potrzeby. Dziś ani ty, ani ja, nie jesteśmy w stanie nadążyć za wszystkimi szczegółami nowych rozwiązań technicznych. W zupełności wystarczy, byśmy mieli ogólny obraz sytuacji. Jestem przekonany, że na świecie nie ma ani jednego eksperta, który do końca znałby szczegóły techniczne wszystkich rozwiązań, stosowanych w sprzęcie powszechnego użytku. Superspecjalista od telekomunikacji, znający tajniki ISDN, z pewnością nie nadąża za tajnikami kodowania w standardzie MPEG. I na odwrót. Cóż, dziś konieczna jest coraz węższa i węższa specjalizacja. Nie bez powodu mówi się że ekspert, to osoba wiedząca wszystko o... niczym. Takie nadeszły czasy...

Mam nadzieję, że niniejszy czteroodcinkowy przegląd rynku elektroniki użytkowej dostarczył ci garść nowych informacji. Na koniec mam do ciebie prośbę: napisz, o jakich zagadnieniach dotyczących szeroko pojętej elektroniki użytkowej chciałbyś przeczytać w następnych numerach EdW.

Piotr Górecki

ISDN

Elektronika łatwa i przyjemna

Telefon to takie urządzenie, do którego część naszych znajomych podchodzi, aby porozmawiać z kimś, kto również ma telefon. Rozkosze połączeń telefonicznych wielu z nas zna z niecierpliwego oczekiwania przy automacie na ulicy na zgłoszenie się osoby, do której musieliśmy zadzwonić po uprzednim zwiedzeniu połowy osiedla w poszukiwaniu automatu. Dobrze jest, gdy ten automat jeszcze ma słuchawkę i nawet coś w niej wyje, jak się ją podniesie z widełek, tarcza w nim się kręci po lekkim popchnięciu palcem i wreszcie na koniec – jesteśmy szczęśliwi, że nie zżera żetonów albo karty. No więc, jak już dopadniemy do tej cudownej skrzynki, rozpoczyna się misterium wybierania numeru (czasami nie do końca odpowiadający temu, który chcieliśmy), ale nie zrażeni brakiem żądanego rozmówcy, kolejny raz wybieramy cyferki, aby w końcu dowiedzieć się, że owszem będzie, ale za godzinkę. No więc szepczemy sobie cichutko Nic się nie stało. Jesteśmy spokojni, bo przecież za godzinę będziemy znów się dotleniać. Zupełnie nam nie przeszkadza, że na dworze śnieg i w ogóle szaruga. Nie jesteśmy też podczas tych chwil samotni, bo telefon jest jeden na kilka tysięcy mieszkańców osiedla, więc kilka osób stoi za nami czekając na swoją kolej. Nawet gdybyśmy część dialogu zapomnieli, to kolejka życzliwie nam ją przypomni, bo przecież wcześniej wyliśmy do słuchawki jak opętani, gdy z drugiej strony kilkakrotnie proszono nas o powtórzenie, bo coś słabo słychać. Jeżeli sprawę możemy załatwić następnego dnia, korzystając z telefonu w pracy to pół biedy, gorzej, gdy natychmiast musimy coś załatwić i brak telefonu staje się problemem, który telekomunikacja stara się nam rozwiązać, obiecując założenie aparatu już po kilkunastu latach od złożenia podania.

A przecież miało być zupełnie inaczej...

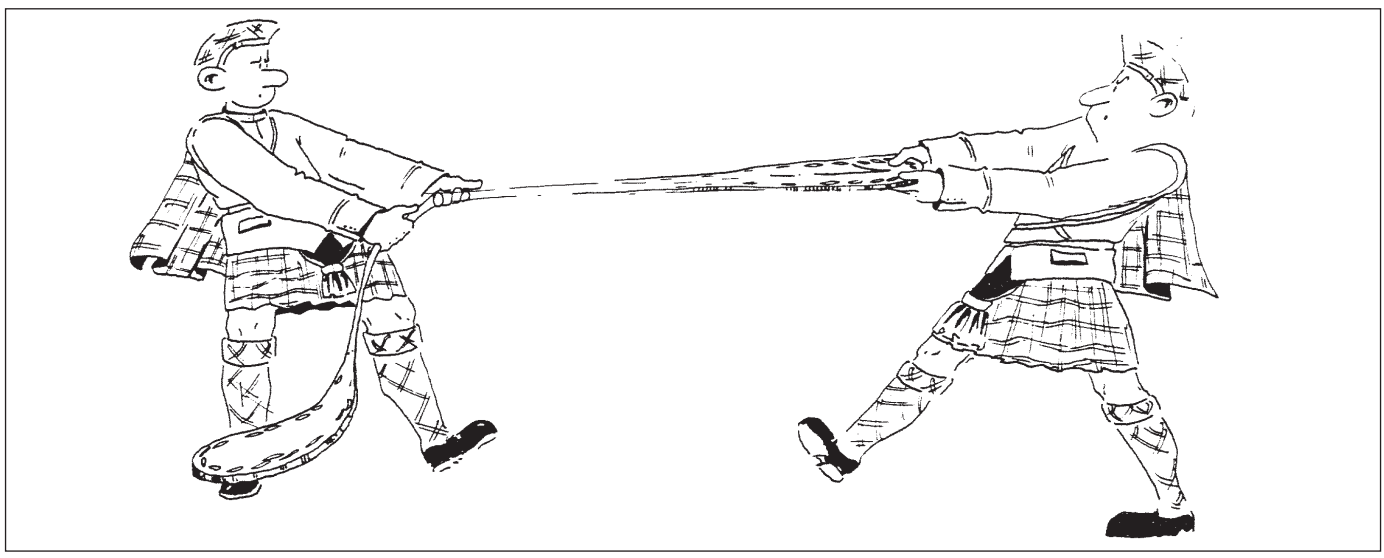
Historia telekomunikacji rozpoczyna się w momencie, gdy wynaleziono pierwszy tam-tam (a było to już po okresie wiązania supełków przez Inków) i przy pomocy tam-tamu wynalazca zwołał na ucztę członków plemienia. Sposób ten miał swoje wady, gdyż także inni głodni sąsiedzi załapywali się na taką wyżerkę bez zaproszenia, bo trudno im było powiedzieć, że jedzenia nie ma wcale, gdy cała puszcza dudniła obwieszczanym przy pomocy pałek menu. Potrzeba jest matką wynalazków, wymyślono zatem cichszy sposób komunikowania i zaczęto machać do siebie chorągiewkami, nazwijmy je flagami. Ten sposób był dobry, ale tylko do czasu, gdy zorientowano się, że czasami drzewa zasłaniały machającego i nie wiadomo było, czy to on zaprasza, czy jego zapraszają, albo gdy proszona kolacja przy świecach nie mogła się odbyć z powodu braku widoczności związanej z zapadającym zmrokiem. Prowadziło to do wielu nieporozumień i dlatego dzisiaj flagami machają do siebie tylko marynarze na okrętach. Matrosi wykorzystują również inny sposób porozumiewania się: jak ich bolą ręce od tych flag, albo jak jest ciemno, to mrugają do siebie reflektorami. Tak więc ciągła potrzeba przesyłania informacji zaowocowała różnorodnymi sposobami komunikacji, które w przeróżny sposób spełniały swe funkcje; pracowano też cały czas nad sposobem, który pozwoliłby przesłać informację szybko, zrozumiale i tylko tam, gdzie jest oczekiwana.

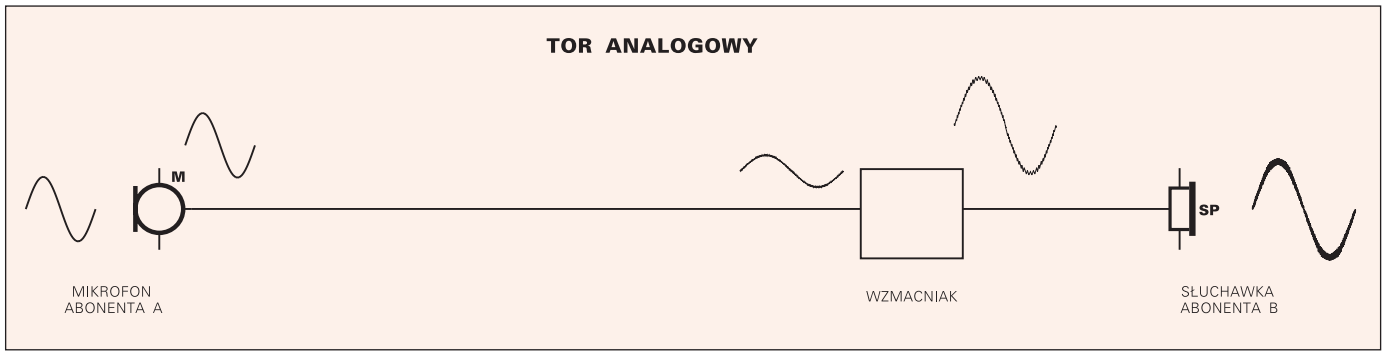
Ale te wszystkie wysiłki na nic by się zdały gdyby nie fantastyczny wynalazek jakim okazał się drut miedziany. Nie wiesz jak to było z wynalezieniem drutu miedzianego?

To ci powiem: drut miedziany wynaleźli dwaj Szkoci. Otóż zrobili go wspólnie gdy dostali monetę jednopensową, a że obaj byli chytrzy, każdy ją ciągnął w swoją stronę. I tak oto dzięki przysłowiowej chytrości Szkotów mamy drut miedziany.

A może z tym drutem to było jakoś inaczej... co to ma za znaczenie?

W każdym razie, wykorzystując w swej pracy m.in. wspomniany drut miedziany, Aleksander Graham Bell, amerykański fizyk, wynalazł w 1876 roku





urządzenie do przesyłania mowy, dzięki czemu można było myśleć o szerokim wykorzystaniu dostępu do informacji. Od tej pory p. Bell nie tylko mógł poprosić przez telefon swojego asystenta o przyjście do pracowni, ale w każdej chwili mógł się dowiedzieć, co będzie miał na obiad. Ten pierwszy telefon zapoczątkował rozwój telekomunikacji, w czasach dzisiejszych pozwalając na rozmowę z ciocią bawiącą na wakacjach na Florydzie i na przesyłanie danych z jednej sieci komputerowej do innej. Zanim jednak stało się to możliwe, musiał nastąpić ogromny postęp techniczny i technologiczny. Pierwsze połączenia telefoniczne, podobnie jak wiele obecnie istniejących, były sygnałami analogowymi.

Co to znaczy ? To znaczy, że jeśli sygnał wejściowy przy mikrofonie nadawcy ma postać sinusoidy, to na całej długości zestawionego połączenia można tę sinusoidę aż do słuchawki odbiorcy obserwować. Oczywiście na ile sygnał końcowy jest podobny do wejściowego, zależy od jakości połączenia, tzn. odległości między abonentami, a co się z tym wiąże (a teraz uwaga, bo będą trudne ale prawdziwe telekomunikacyjne zwroty i określenia) tłumienności toru transmisji, szumu kanałowego, zakłóceń oraz przesłuchów. Trochę cię przestraszyłem, prawda? Chyba najbardziej tymi przesłuchami? Ale nie martw się, czym mniej wiesz na temat przesłuchów, tym dla ciebie lepiej.

Dotykamy tutaj arcyważnego problemu, z którym musiano sobie poradzić. Jak przesłać informację, która bez względu na pokonaną odległość, byłaby odczytana bez błędów? Pierwszym rozwiązaniem, rzucającym się do głowy, jest wysłanie odpowiednio silnego sygnału, czyli zadbanie o jego amplitudę. I tu radośnie dochodzimy do wniosku, że rozwiązanie to jak raz pasuje do tego, które stosujemy przy automacie na osiedlu, gdzie rzeczywiście trzeba się drzeć do słuchawki a dopiero wtedy nasz interlokutor (naprawdę jest takie słowo) nas słyszy. Ale co miało zrobić zwiewne dziewczę, które nie posiadało głosu jak dzwon, tylko jak szmer strumyka w majowy poranek? To dziewczę musiało chwilę poczekać, aż poprawiono ten mankament połączeniowy, dodając na drodze sygnału urządzenie wzmacniające jej głos, cichy jak szmer strumyka w majowy poranek. Poprawa ta polegała na podzieleniu zestawionego toru połączeniowego na odcinki, między którymi umieszczono wzmacniaki (tak się nazywają te sprytne urządzenia), które doprowadzały przesyłany sygnał do pierwotnego poziomu. Jednak pomimo dodania wzmacniaków, nie udało się wyeliminować tych wszystkich paskudnych śmieci, zakłóceń i właśnie przesłuchów, które czepiały się ślicznego głosu naszego dziewczęcia.

Dodanie wzmacniaków nie było jedynym sposobem pastwienia się nad przesyłanym sygnałem. Aby negatywne skutki wpływu szumu kanałowego, tłumienności i innych zniekształceń były jak najmniejsze, oraz w celu poprawienia wartości stosunku sygnał/szum sygnał użyteczny poddawano dodatkowym torturom. Te tortury były czasami tak straszne (ściskanie, rozciąganie, obcinanie niektórych kawałków), że nie będę ci o nich opowiadał, bo byś nie mógł spać.

Praca z sygnałem analogowym, obarczonym błędami, pomimo wielu udoskonaleń, była wyzwaniem dla chcących te nieprzyjemności wyeliminować. Postęp myślowy był tutaj szybszy niż technologia. Wystaw Waść sobie, że już w roku 1938 opatentowano metodę modulacji impulsowo-kodowej, która w praktyce została zastosowana dużo, dużo później.

Wcale nie chciałem cię przestraszyć, tą modulacją kodowo-impulsową. Właśnie w tym momencie, proszę wycieczki, doszliśmy do techniki cyfrowej! A że nic nie dzieje się jedynie za sprawą przypadku, to i technika cyfrowa ma gdzieś swe źródła. Sygnał cyfrowy to nic innego jak zbieranina „zer" i „jedynek", które mkną sobie cichym lotem po drutach. A skąd one tam w tych drutach? A pamiętacie chytrych Szkotów, co to drut miedziany wynaleźli i z jakiej monety rzeczony drut zrobili? Zrobili go z monety jednopensowej, więc – „jedynka" jest jak znalazł. Ale skąd tu zero? A jakąż to wartość miała ta moneta jak oni ją wzięli i rozwlekli, drut miedziany z niej czyniąc ? Wartość miała żadną, po matematycznemu rzecz ujmując – niechybnie „zero". Masz już jedynkę i zero!

Technika cyfrowa kłania się i dziękuje za tak znakomite początki

Wynalazek Aleksandra Bella rozpowszechniał się w ogromnym tempie. Zaczęły powstawać przedsiębiorstwa zajmujące się telefonizacją, zbudowano pierwsze centrale telefoniczne pozwalające łączyć abonentów między sobą. Zauważono konieczność stworzenia norm, którym powinny odpowiadać urządzenia, przy pomocy których można było zestawiać tory połączeniowe. Analogowy tor foniczny musi przenosić zakres częstotliwości 300 – 3400 Hz, i w związku z tym powinny być przenoszone i wzmacniane sygnały z tego właśnie zakresu. Centrale telefoniczne musiały również wiedzieć, który abonent powinien być dołączony do abonenta wywołującego. Centrale powinny wysłać do niego sygnał wywołania (dzwonienia) i po podniesieniu słuchawki zestawić tor rozmówny. Zadanie cokolwiek skomplikowane, jeśli w grę wchodziły tysiące i miliony abonentów.

Opracowano więc normy, aby urządzenia wyprodukowane w różnych częściach świata mogły ze sobą współpracować. W przeciwnym razie do cioci w Gdańsku może byś się jeszcze jakoś dodzwonił, ale do wujka w Chicago – na pewno nie! Właśnie między innymi z tego też powodu dzisiaj, zanim jakiekolwiek urządzenie telekomunikacyjne zostanie podłączone do sieci użytku publicznego, musi przejść badanie homologacyjne wykonywane w Instytutach Łączności zgodnie z przyjętymi na świecie zaleceniami CCITT. Opowiem ci jeszcze kiedyś coś na ten temat później.

Wracając zaś do techniki cyfrowej, to przypomnieć się godzi, dlaczego technika cyfrowa pozwala przesłać bez śmieci

i zniekształceń nawet głos dziewczęcia, cichy jak szmer strumyka w majowy poranek. Cała tajemnica tkwi w odpowiednim przetworzeniu Głos dziewczęcia przekształcony jest w specjalnym przetworniku w ciąg zer i jedynek. To właśnie te zera i jedynki wędrują sobie cichym lotem po drutach.

Sygnał przesyłany w postaci cyfrowej, jakkolwiek też poddawany różnym szkodliwym wpływom, tłumiony, obarczony czepiającymi się go po drodze szumami, itp. przestał być jednak tak wrażliwy na zakłócenia jak sygnał analogowy. Nie trzeba wzmacniać sygnału użytecznego, obarczonego dodającymi się do niego szumami z zakresu wzmacnianego pasma, tylko odtworzyć (zregenerować) na nowo „jedynki" i „zera". Pomyśl, jaka to prosta idea!

Tam gdzie przy sygnale analogowym miały zajęcie **wzmacniaki**, to przy sygnale cyfrowym pełne ręce roboty mają **regeneratory**. Informacja wchodząca na wejście regeneratora, zniekształcona źdźbebko przez te same paskudztwa co atakują sygnał analogowy, opuszcza go jako czyściutki sygnał bez szumów i tego całego tałatajstwa, które się do niego po drodze przyczepiło, gdyż regenerator na podstawie wchodzącego sygnału logicznego generuje na wyjściu jego odtworzony na nowo obraz. A nie musi być ten regenerator specjalnie inteligentny – wystarczy, by odróżnił, czy na wyjście przyszło zaśmiecone zero, czy równie zaśmiecona jedynka.

Idea genialna w swej prostocie! Ale jej praktyczna realizacja długo czekała od owego 1938 roku.

Najwcześniej pierwsze cyfrowe trakty impulsowo-kodowe zaczęły pracę na najwyższym szczeblu połączeń, czyli między centralami. Dopiero po masowym opanowaniu produkcji cyfrowych układów scalonych zaczęto stosować tę technikę bliżej zwykłych śmiertelników.

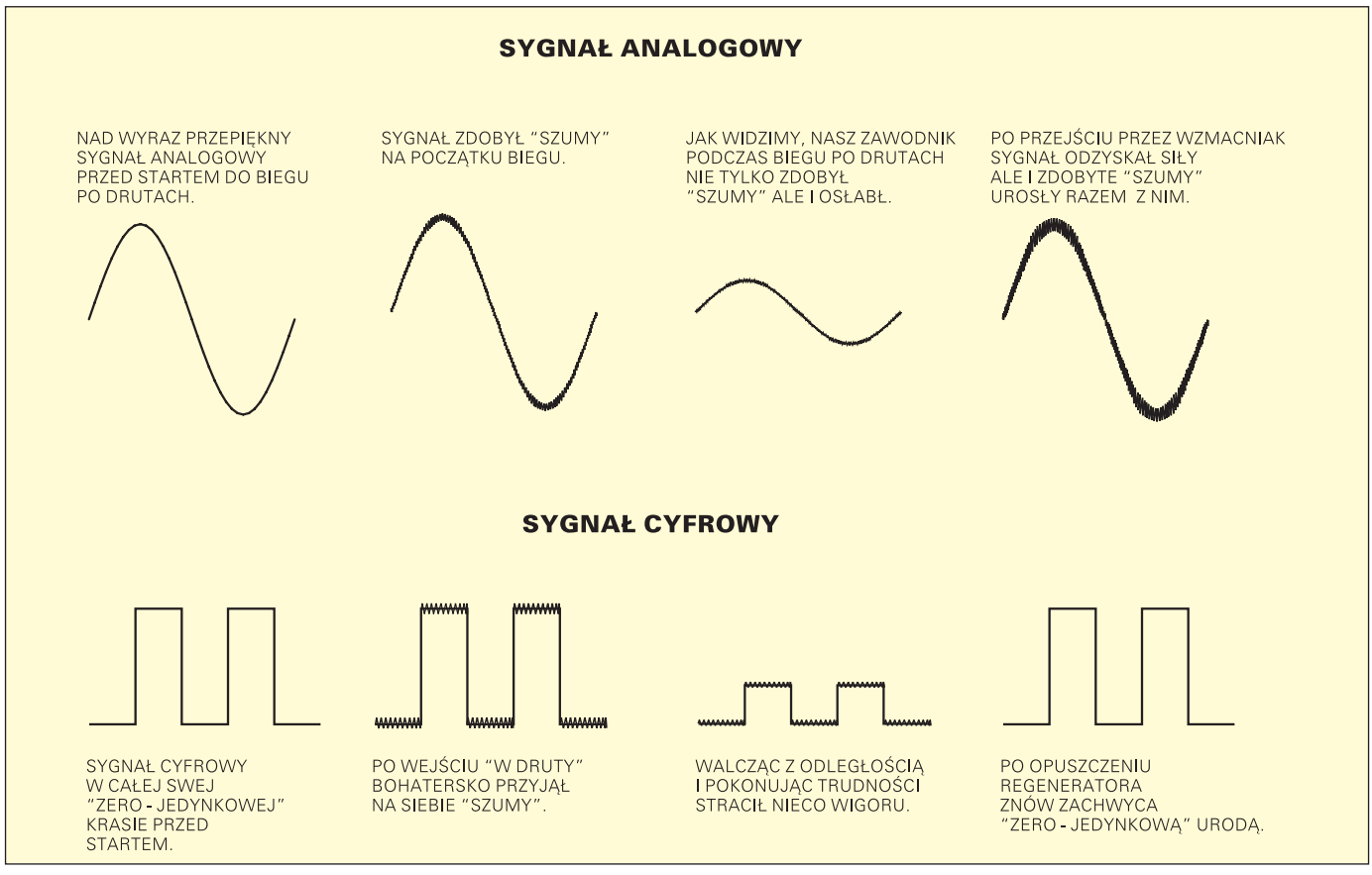
Pojawiły się cyfrowe centrale telefoniczne sterowane programowo (na pewno wiesz, że wcześniej rozmowy łączone były przez telefonistki, a potem przez centrale zbudowane w oparciu o przekaźniki i ich kuzynów – tak zwane wybieraki). Na pewno obiło ci się czytelniku o uszy nazwisko pana Strowgera (czytaj Stroudżera), od którego to nazwiska wzięły miano archaiczne centrale telefoniczne, których pracę możesz dzisiaj czasami słyszeć we własnej słuchawce jako chrzęst i rytmiczny stukot. Ten charakterystyczny odgłos to praca wybieraków, które wdrapując się do odpowiednich styków i łącząc je ze sobą pozwalają nam rozmawiać. Rozmawiać możemy, ale ten chrzęst i rytmiczny stukot to jest właśnie to czego wcale nie chcemy słyszeć, nam to nie jest potrzebne. To są właśnie te „śmieci", których chcemy się pozbyć.

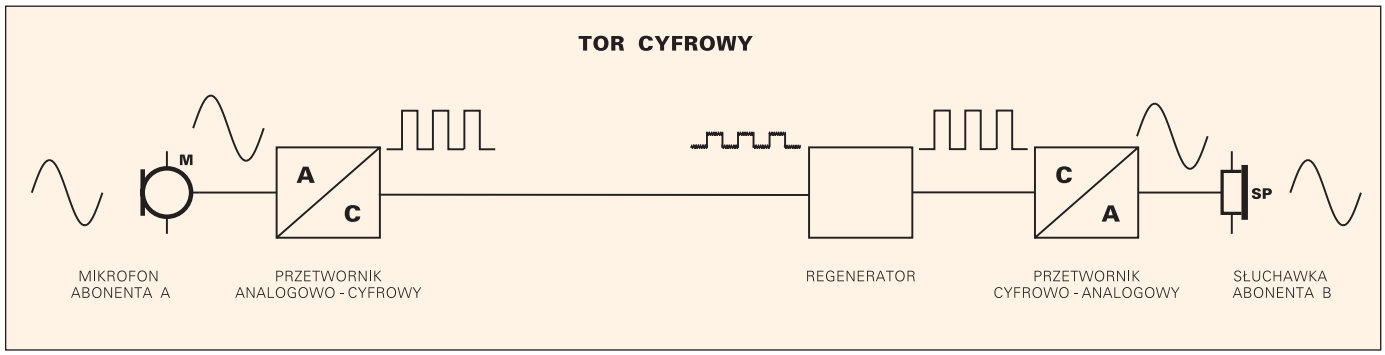
I dopiero tu doszliśmy do najważniejszej części naszych rozważań. Technika cyfrowa wchodziła coraz szerzej do telekomunikacji. Znów potrzebne były jakieś normy, jakieś ustalenia, żeby poszczególne centrale w różnych krajach mogły się ze sobą „dogadać". Wcześniej, przez dziesiątki lat wypracowano normy dotyczące telefonii analogowej i wszystkich związanych z tym spraw.

Teraz pojawiła się nowa potrzeba: wkraczającą powszechnie technikę cyfrową trzeba było jakoś wziąć w cugle i okiełznać.

Właśnie! Potrzebne były jakieś zupełnie nowe normy.

Ta nowa technika cyfrowego przesyłu informacji spowodowała przyjęcie zasad współpracy urządzeń teletransmisyjnych pracujących cyfrowo, pozwalających na łączenie ze sobą przeróżnego rodzaju wynalazków bez względu na technologię, w której zostały wykonane. „Zera" i „jedynki" baraszkujące po polach komutacyjnych i łączach teletransmisyjnych pozwoliły na stworzenie zintegrowanej sieci cyfrowej IDN (*Integrated Digital Network*) skąd już był tylko kroczek do zintegrowanej cyfrowej sieci usług ISDN – *Integrated Services, Digital, Network*. W sieci IDN te, zera i jedynki szalały tylko miedzy centralami, natomiast na odcinkach centrala – abonent nadal mie-





liśmy i mamy do czynienia ze starymi sygnałami analogowymi. W sieci ISDN „ucyfrowiono" także te ostatnie kawałki – również na odcinku centrala-abonent sygnały mają formę „zer" i „jedynek". Wniosek w tej chwili nasuwa się (powoli bo powoli, ale jednak) sam. ISDN to coś takiego, co w całym swym elektronicznym jestestwie jest przeznaczone do posługiwania się ciągiem „zer" i „jedynek".

Teraz już wiesz mniej więcej, o co chodzi w tym skrócie ISDN – mamy sieć telekomunikacyjną (która dzięki modernizacjom i rozbudowie ze starej sieci analogowej przekształciła się w sieć cyfrową) i mamy zespół norm próbujących wyznaczyć zakresy prac tej cyfrowej sieci telekomunikacyjnej. Czy zastanawiasz się, młody człowieku, dlaczego napisałem „próbujących wyznaczyć" a nie „wyznaczających"?

Dziwisz się?

Wyobraź sobie, że ISDN od długiego czasu rozwija się w sposób daleko odbiegający od idei, która przyświecała twórcom schowanych za tym skrótem zasad. Jeśli trochę znasz angielski, to zdradzę ci sekret. Wielu ekspertów zajmujacych się zagadnieniami ISDN skłonnych jest interpretować ten skrót jako **I S**till **D**ont k**N**ow (Ja nadal nic nie wiem), gdyż ze względu na ogromną ilość, zakres i jakość usług telekomunikacyjnych, a przy tym gwałtowny rozwój techniki i technologii, nie wszystko udało się przewidzieć i ująć w ramy. Przypomnijmy sobie, że metodę modulacji impulsowo-kodowej opatentowano w 1938 roku, pierwsze linie, czyli trakty cyfrowe, pojawiły się kilkadziesiąt lat później, natomiast cyfrowe centrale abonenckie (czyli centrale dla zwykłych śmiertelników) zaczęły się pojawiać dopiero na początku lat osiemdziesiątych. O nowatorstwie sieci ISDN może świadczyć fakt, że „już" po 51 latach od czasu gdy z rannym słonkiem opatentowano metodę modulacji impulsowo-kodowej, mianowicie dnia 6 kwietnia 1989 roku zawarto porozumienie w sprawie udostępniania usług tej sieci zwykłym europejskim śmiertelnikom, począwszy od ... 1992 roku. Tak więc to, co oferują nam do wykorzystania najnowocześniejsze centrale cyfrowe jest jeszcze gorące jak świeże bułeczki.

Może sobie pomyślałeś, że nowe aparaty na kartę magnetyczną to aparaty wykorzystujące transmisję cyfrową (niby te ISDN), zamieniające śliczny głos dziewczęcia (cichy jak szmer strumyka w majowy poranek) na ciąg „zer" i „jedynek". Zapomnij o tym. Ani nowe automaty, ani najnowsze aparaty telefoniczne z klawiaturą tonową i różnymi bajerami, nie zamieniają głosu na „zera" i „jedynki". Te aparaty po staremu transmitują go do centrali w postaci analogowej (czyli w postaci zmian czy drgań wartości prądu), a dopiero w centrali jest zamieniany na postać cyfrową i hasa w tej postaci między centralami. Jedynym wyjątkiem są tu aparaty sieci cyfrowych GSM, gdzie rzeczywiście zamiana taka następuje już w aparacie i wszystkie sygnały mają postać cyfrową.

Dla nas jako użytkowników nie ma znaczenia, czy sygnał śmiga sobie między rozmówcami w postaci cyfrowej czy analogowej, o ile tylko nie mamy kłopotu z rozróżnianiem słów. Inaczej, gdy chcemy przesłać dane cyfrowe. O, wtedy cyfrowe centrale i cyfrowe trakty przesyłowe stają się naszymi najbliższymi przyjaciółmi.

W każdym bądź razie ty, nawet mając dostęp do nowoczesnej cyfrowej centrali, zbudowanej przez kilkoma miesiącami, nie masz dostępu do sieci ISDN i nie możesz korzystać z jej wszystkich błogosławieństw. No chyba, że mieszkasz w odległości nie większej niż 6 km od centrali i wtedy na twoje długotrwałe i błagalne prośby zostanie ci udostępnione cyfrowe łącze ISDN. Skoro już to łącze szczęściarzu dostaniesz, to w takim razie napiszę ci jak wymawiać ten skrót, bo nie godzi się by tak nowoczesnym narzędziem posługiwał się byle profan. A więc uważaj i skup się (ja wiem, że to trudne): nie mów więc „i-es-de-en", tylko „ai-es-di-en". Powtórz!

. . . . . .

W porządku!

Muszę ci powiedzieć, że gdy zostaniesz abonentem sieci ISDN musisz wyrzucić (Ślązacy powiedzą „wyciepać na hasiok") swój aparat telefoniczny, faks i sekretarkę, bo one nijak z siecią ISDN pracować nie będą. Musisz kupić urządzenia przeznaczone do pracy w sieci ISDN, a kartę modemową w komputerze zastąpić kartą interfejsu ISDN. I po co to wszystko? Po to, byś mógł korzystać z szerokiego wachlarza **zintegrowanej cyfrowej sieci usług** (ISDN).

O tych usługach opowiem ci za miesiąc.

Arkadiusz Bartold

Audio

Audio-Show 1997

W dniach 21-23 listopada 1997 roku odbyła się impreza pod nazwą Audio--Show – pierwsza tego typu w Polsce. W kilkudziesięciu apartamentach i kilku salach konferencyjnych Hotelu Jan III Sobieski prezentowano sprzęt Hi-Fi, aktualnie dostępny na polskim rynku. Jak się można było przekonać, polski meloman i audiofil ma dzisiaj wybór ogromny, przede wszystkim wśród produktów renomowanych marek zagranicznych, choć kilku polskich producentów zaświadczało, że umiejętność konstruowania wysokiej jakości urządzeń elektroakustycznych nie jest nam obca. Dla przypadkowych gości wystawy, nie zorientowanych w kształcie rynku urządzeń audiofilskich, zaskoczeniem mogła być nie tylko wielkość oferty, ale i jej zawartość. Wielkie firmy japońskie nie zdominowały imprezy – wręcz przeciwnie, stanowiły jej margines. Spośród Japończyków tylko Denon i Onkyo zaprezentowali pełną paletę modeli, dodatkiem było kilka modeli serii ES Sony i kilka urządzeń Yamahy. Ponad sto pozostałych prezentowanych firm pochodziło z Europy i Ameryki. Ceny prezentowanych urządzeń rozciągały się od pułapu średniej krajowej pensji do pułapu najwyższych wygranych totolotka.

Kolumna Zerobox 107 z niekonwencjonalnymi średnio-wysokotonowymi przetwornikami Mangera (w górnej części obudowy; jeden z przodu, dwa po bokach; w dolnej części dwa typowe głośniki niskotonowe

Również oferta polskich producentów odzwierciedlała wyrafinowane audiofilskie gusty. Nie spotkaliśmy tradycyjnych firm, wywodzących się z lat minionych – Tonsil, Diora, Radmor zostały zastąpione przez plejadę „młodych gniewnych" – firmy małe, jeszcze niedoświadczone, ale bez skrupułów i kompleksów nawiązujące walkę z renomowaną konkurencją zagraniczną.

Wystawa gościła wiele urządzeń, które zawitały do Polski specjalnie na tę okazję. W rękach polskich dystrybutorów są już setki zagranicznych firm. Jednak nie cały ich asortyment jest dostępny w polskich salonach sprzętu Hi-Fi – najdroższe, „flagowe" modele, kosztujące setki milionów, a nawet miliardy starych złotych (konkretne przykłady poniżej), są po prostu zbyt drogie, aby polski dystrybutor miał pieniądze i odwagę zainwestować. Kto, a najważniejsze, kiedy, kupi w Polsce kolumny za dwa miliardy? Ostatecznie na zamówienie sprowadzić można wszystko i zawsze. Ale tym razem ranga imprezy była tak wielka (przypomnijmy – pierwsza tego rodzaju w Polsce), że sami producenci zainwestowali – przywieźli superurządzenia, aby polski audiofil mógł je na własne oczy i uszy zobaczyć i usłyszeć, zamiast oglądać obrazki w katalogu. Oczywiście nie czynili tego bezinteresownie, ale w zamiarze podniesienia renomy firmy i zarażenia marzeniami wielkiej rzeszy odwiedzających.

Zespoły głośnikowe GLD i wzmacniacze Burdjak/Sikora – oto przykład działalności nowych polskich producentów sprzętu Audio, jakże odległy od znanej nam masowej produkcji starych polskich potentatów

Idea tego typu imprez, odbywających się w wielu miejscach na całym świecie, jest bowiem nieco odmienna od typowych wystaw i targów. Podczas gdy na tych drugich wystawcy liczą przede wszystkim na nawiązanie kontaktów i zawarcie kontraktów z partnerami handlowymi, a w drugim rzędzie na pokazanie oferty samym konsumentom, to celem pokazów w rodzaju Audio-Show jest jak najlepsze przybliżenie produktów ostatecznym użytkownikom – czyli audiofilom. A ponieważ audiofil przede wszystkim musi posłuchać interesującego go urządzenia, więc najważniejsze są prezentacje dźwiękowe, odbywające się w odpowiednich ku temu warunkach. Apartamenty hotelowe są najlepszym miejscem, jakie można do tego celu znaleźć. Odpowiadają swoją wielkością pokojom w naszych mieszkaniach, a więc warunki akustyczne są dość zbliżone. Oczywiście, nie identyczne, ale trudno

JMlab Utopia – piękne kolumny z Francji

o lepsze przybliżenie w warunkach tak dużej imprezy. Natomiast typowe targi, organizowane w dużych halach, z otwartymi stoiskami, nie dają żadnej szansy na zapoznanie się z dźwiękowymi właściwościami prezentowanego sprzętu, a jedynie możliwość pooglądania. I na tym polega różnica, którą dostrzegają audiofile, tysiącami ściągający na podobne imprezy, a której nie dostrzegają profani, dziesiątkami tysięcy odwiedzający efektowne wystawy i targi.

Co można więc było usłyszeć na Audio-Show? Zacznijmy od firm i produktów polskich.

Polskie zespoły głośnikowe

Jak już wspomnieliśmy, na wystawie nieobecny był nasz krajowy potentat – Tonsil. Nic nie ujmując jakości jego produktów ani ambicjom, Tonsil nie cieszy się wśród audiofilów wielką popularnością; mimo odrabiania zaległości (wielce obiecująca nowa seria zespołów głośnikowych „'98"), Tonsil wciąż utożsamiany jest z produktami tanimi, popularnymi, dla mało wymagających. Warto wspomnieć, że również Radmor od kilku lat zajął się produkcją zespołów głośnikowych, ale i on pozostał nieobecny. Nowa fala polskich producentów zaczęła wzbierać już kilka lat temu. Do dzisiaj utrwaliły swoją pozycję zwłaszcza dwie firmy – poznańsko-warszawska ESA i gdańska Qba. Obydwie one postanowiły skupić swoje zainteresowanie i wysiłek w średnich i wysokich rejonach ceny i jakości. Zwłaszcza ESA niezachwianie zachowuje wizerunek producenta ekskluzywnych zespołów głośnikowych. Jej najtańszy model – mały, dwudrożny, podstawkowy Trillo2, kosztuje 2500 zł za parę. Kolejne, coraz droższe modele to już konstrukcje wolno stojące, ale zawsze dwudrożne. Wysoką jakość i cenę kolumny ESA zawdzięczają doskonałym głośnikom firm Vifa i ScanSpeak, sprowadzanym z Danii. Podobnym tropem idzie Qba (nazwa firmy to minirebus od imienia założyciela – p. Jakuba Nyki). W oparciu o bardzo dobre głośniki firm Dynaudio, Seas, Davis, Peerless, budowane są nieraz bardzo oryginalne konstrukcje – np. model Sobieski, którego obudowa złożona jest z dębowych klepek i ma głębokość ponad pół metra, a wysokość tylko 30cm (jest przeznaczona do ustawienia na solidnych podstawkach). Ekscentryczne projekty demonstrowała też inna gdańska firma – GLD (Gdańskie Laboratorium Dźwięku). Monstrualne subwoofery (moduły głośnikowe przetwarzające najniższe częstotliwości) współpracujące z małymi układami dwudrożnymi demonstrowały nie tylko wspaniały dźwięk, ale i niebanalną jakość wykonania dzięki pięknej politurze. Na drugim biegunie cenowym startuje bydgoska firma Minima Audio i zabrzańska Audio Wave. W nazwie Minima Audio ukrywa się konstrukcyjne credo bydgoszczan – dwudrożne układy głośnikowe są skrajnie minimalistyczne w układzie elektrycznym zwrotnicy; głośniki nisko-średniotonowe nie są w ogóle filtrowane elektrycznie, głośniki wysokotonowe podłączane są tylko przez pojedynczy kondensator (filtr pierwszego rzędu). Minima Audio próbuje też przebijać się na rynek z minimalistycznymi cenami, biorąc pod uwagę wysoką jakość stosowanych głośników (ponownie Vifa i ScanSpeak). Natomiast Audio Wave to producent wierny idei nie tylko układów dwudrożnych, ale też zawsze małych, podstawkowych. I tutaj ceny są bardzo niewygórowane, mogące przysporzyć importowanej konkurencji wielu zmartwień.

Polskie wzmacniacze

Polscy konstruktorzy wzmacniaczy wielką atencją darzą lampy. Można ich było spotkać co najmniej tyle, ile tranzystorów. Wyspecjalizowanym producentam najwyższej klasy wzmacniaczy lampowych jest lubelińska firma Burdjak i Sikora. Jej najtańszy produkt to wzmacniacz o symbolu 6P3C-E, mocy 2x25W, kosztujący 4500zł. Jeszcze zamożniej-

AudioNote – dość niepozorny i wcale nie ultranowoczesny system, oparty na wzmacniaczu lampowym i gramofonie analogowym, ale z ultraceną – ok. 6,5 miliarda starych złotych. Audiofilskie upodobania chodzą krętymi drogami, ale zawsze do jednego celu – jak najwyższej jakości dźwięk

szym proponuje się parę monobloków 6H13C (32W każdy) za 12000 zł. Ale to nie koniec licytacji, gdyż nowa polska firma KR Audio proponuje wzmacniacz lampowy Tube Varius (2x60W) za 20000 zł. Zejdźmy na ziemię, chcąc grzać się w cieple lamp nie musimy wydawać majątku, o czym przekonuje nas firma ArtLine, proponując model IA8417 (2x17W) za 2000 zł i IA3435 (2x35W) za 3000 zł. Z pomocą firmy ArtLine płynnie przechodzimy do wzamcniaczy tranzystorowych, gdyż również takie są w asortymencie tej firmy. Najbardziej oryginalny to Astral „SE" (1200 zł), z radiatorem umieszczonym na wierzchu obudowy! Żeby nie było wątpliwości – nie jest to konstrukcyjna konieczność ani oszczędność, lecz zamierzony efekt – ten sam wzmacniacz w typowej obudowie (Astral bez „SE") kosztuje tylko 800 zł! Kolejni producenci, tym razem już typowi przedstawiciele obozu tranzystorowców, to Struss (kilka modeli w zakresie od tysiąca kilkuset do trzech tysięcy złotych) i Sound Project (patrząc na ceny, próby jeszcze wyższych lotów). Sound Project jest również autorem jednego z pierwszych polskich przetworników cyfrowo-analogowych – 1S – który według wielu opinii, przy cenie 3500 zł, nawiązuje równorzędną walkę z najlepszymi tego typu urządzeniami na świecie, kosztującymi wielokrotnie więcej.

Z grubej rury

Najdroższą prezentację wystawy przygotował dystrybutor firmy AudioNote. Była to przy tym jedyna prezentacja, w której wykorzystano nie odtwarzacz CD, ale gramofon analogowy (warto dodać, że na innych światowych imprezach tego rodzaju gramofon analogowy jest bardzo częstym gościem, zapraszanym do współpracy z najbardziej wymagającymi i prestiżowymi systemami), a wzmacniacz był lampowy, co dla audiofilów znających profil AudioNote nie jest oczywiście zaskoczeniem. Natomiast dla mniej zorientowanych gości wygląd urządzeń systemu nie musiał się wcale kojarzyć z najnowocześniejszymi technologiami – również użyte zespoły głośnikowe, dwudrożne konstrukcje z zupełnie tradycyjnymi przetwornikami w prostej, wręcz ordynarnej skrzynce, nie podpowiadały, ile to wszystko może kosztować... System swoją astronomiczną cenę zawdzięczał przede wszystkim wzmacniaczowi Ongaku (srebrne uzwojenia transformatorów) i... okablowaniu (również srebrnemu). Wykrztuśmy więc cenę – ok. 650000 zł. (sześć i pół miliarda starych złotych!!!).

Drugie miejsce pod względem ceny, ale zdecydowanie pierwsze miejsce pod względem zainteresowania zwiedzających, zajął ultranowoczesny system wykorzystujący amerykańską elektronikę Mark Levinson i brytyjskie zespoły głośnikowe B&W Nautilus. Największą atrakcję stanowiły niesamowite Nautilusy, ale i zasilający je system wzmacniaczy również robił wrażenie – tym razem nawet na laikach. Nautilusy to zespoły głośnikowe, wymagające dla siebie aż czterech wzmacniaczy, gdyż każdy z czterech głośników Nautilusa musi być sterowany oddzielnym wzmacniaczem (aktywna zwrotnica dzieląca sygnał wtrącana jest między przedwzmacniacz a poszczególne wzmacniacze). Dlatego za Nautilusami stanęła bateria potężnych „pieców" – wzmacniaczy Mark Levinson, zajmujących całą szerokość pokoju. Cyfrowym źródłem dźwięku był transport i przetwornik również firmy Mark Levinson. Cena systemu – ok. 450000 zł.

Dali Megaline – kolosy mierzące prawie 2,5 m wysokości – jak najwyższej jakości dźwięku

Elegancką prezentację w dużej, przyciemnionej sali konferencyjnej zorganizował dystrybutor francuskiej firmy JMlab. Okazałe kolumny Utopia (cena: ok. 100000 zł za parę), zawierające najnowsze technologiczne osiągnięcia francuskiej firmy (przede wszystkim nowe materiały membran), nie są jednak wizytówką firmy, a mniejszą wersją słynnych już Grande Utopia, których tym razem nie można było usłyszeć (były w Polsce rok temu).

Największe kolumny wystawy prezentowane były przez dobrze znaną w Polsce duńską firmę Dali. Kolumny Megaline to kolejne niekonwencjonalne rozwiązanie. Każda składa się z trzech jednakowych modułów, w którym zainstalowano – jeden nad drugim – cztery 17-cm głośniki nisko-średniotonowe, a obok nich 80-cm wstęgowy głośnik wysokotonowy. Trzy moduły ustawione jeden nad drugim tworzą więc źródło liniowe o wysokości prawie 2,5m, promieniujące cały zakres częstotliwości. Cena – ok. 60000 zł za parę.

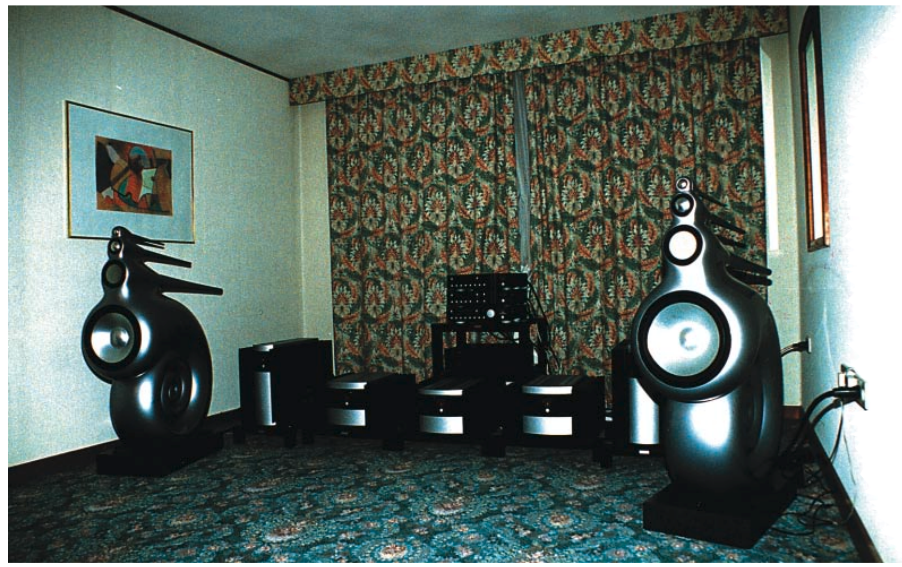
Inny oryginalny pomysł zawdzięczamy niemieckiemu konstruktorowi Josephowi Mangerowi. Kilka lat temu opracował on zupełnie nowy typ przetwornika („Manger Wandler"), który doskonale przetwarza zakres częstotliwości średnich i wysokich (w konwencjonalnych systemach głośnikowych częstotliwości średnie i wysokie są zawsze przetwarzane przez niezależne głośniki). Prezentowany zespół głośnikowy Zerobox 107 wykorzystuje trzy takie przetworniki, umieszczone na przedniej i bocznych ściankach, oraz dwa 20-cm głośniki niskotonowe, przetwarzające najniższe tony, z którymi Manger Wandler nie daje już sobie rady. Cena – ok. 20000 zł za parę.

Małe jest piękne

Nie zabrakło również urządzeń dobrze w Polsce znanej włoskiej firmy Sonus Faber, specjalizującej się w oryginalnych i luksusowych, najczęściej małych, podstawkowych zespołach głośnikowych. Aktualnie najlepszą konstrukcją w ofercie jest model Guarneri Homage – małe, dwudrożne „kolumienki" w kilkunastolit-

rowej obudowie wykonanej z kilku gatunków drewna, dobieranego pod względem pożądanych właściwości akustycznych. Ich urody nie da się po prostu opisać, ale cenę można przedstawić – ok. 40000 zł. za parę. W przeliczeniu na jednostkę masy lub objętości jest to z pewnością najdroższy głośnik na świecie. Brzmi jednak wspaniale – z zadziwiającą sprawnością również w zakresie najniższych częstotliwości, choć niektórzy podejrzewali, że miał w tym swój udział znajdujący się w tym samym pomieszczeniu potężny subwoofer amerykańskiej firmy Muse...

Ale nie tylko luksusowe urządzenia przyciągały uwagę zwiedzających. Wielkim powodzeniem cieszyła się prezentacja firmy AudioAgile. Miniaturowe kolumienki – tym razem nawet nie kilkunasto, ale kilkulitrowe, wytwarzały wspaniałą scenę dźwiękową, choć bez wibracji najniższych tonów i dużych natężeń. Mimo to realizm, a w nim przede wszystkim precyzja i przestrzenna lokalizacja wszystkich dźwięków była wspaniała. Dodatkową ciekawostką, jaką można było zaobserwować, były piankowe obejmy-podstawki pod... kable głośnikowe. Według twórcy systemu AudioAgile, wibracje przewodów głośnikowych mają poważny i destrukcyjny wpływ na dźwięk, należy im więc w każdy możliwy sposób zapobiegać. Również wzmacniacz i odtwarzacz A.A. znajdowały się na specjalnych, tłumiących drgania platformach. Dodajmy do tego, że właściciel firmy, osobiście prowadzący prezentacje, każdą płytę każdo razowo przed użyciem czyścił specjalnym środkiem, a zrozumiemy, jakie było memento tej prezentacji – diabeł tkwi w szczegółach. I trudno się z tym nie zgodzić, porównując wspaniały dźwięk z pokoju A. A. z wieloma znacznie mniej porywającymi prezentacjami, wykorzystującymi gigantyczne kolumny i wzmacniacze.



Nautilusy zasilane oddziałem wzmacniaczy Mark Levinson – na to potrzeba nie tylko dużo pieniędzy, ale i dużo miejsca

Efekty specjalne

Chociaż czysto audiofilskie, stereofoniczne prezentacje zajęły zdecydowaną większość pokoi i były głównym obiektem zainteresowania zwiedzających, kilku wystawców odważyło się wyłamać z tej konwencji i połączyć dźwięk z obrazem, a więc przedstawić systemy kina domowego.

Z największym rozmachem spotkaliśmy się w pokoju firmy Horn Distribution, będącej dystrybutorem m.in. firm B&W i Denon. Właśnie na urządzeniach tych firm zrealizowano wielokanałowy system dźwięku, pracujący według najnowszego standardu Dolby Digital (umożliwił to omnipotencjalny procesor Denon AVP A1, posiadający certfikat THX). Jako głośniki przednie wystąpiły słynne Matrixy 801, tylne – 802, skutkiem czego w promieniu kilkunastu metrów wszystko się trzęsło, a widzowie znajdujący się w epicentrum zostali poddanii energicznemu masażowi trzewi. Inne prezentacje zorganizowano w oparciu o urządzenia firm Onkyo i Yamaha – wymienione firmy należą do światowej czołówki producentów sprzętu kina domowego.

Niebanalne wzornictwo wzmacniaczy brytyjskiej firmy Alchemist Products, a obok kolumny Monitor Audio z aluminiowymi mambranami głośników

Rok nie wyrok

Według planów organizatora, Audio-Show powinno zostać na stałe wpisane do kalendarza imprez i odbywać się corocznie. Potwierdza to ogromna popularność imprezy i zadowolenie wystawców. Pomieszczenia Hotelu Sobieski dość dobrze spełniały swoją rolę, choć zawsze panował w nich tłok utrudniający zajęcie najlepszego miejsca do odsłuchu i spokojne oddanie się muzycznym wrażeniom. Jednak o lepsze warunki nie jest łatwo. Wszyscy zamieszani w tę aferę – organizatorzy, wystawcy i zwiedzający – mają powód do zadowolenia. Sukces pierwszej tego typu imprezy przekonuje, że nasz rynek sprzętu audiofilskiego jest już dobrze rozwinięty – musiała się na to złożyć zarówno szeroka oferta firm i produktów, jak i szerokie rzesze zainteresowanych. Miejmy nadzieję, że za rok spotkamy się ponownie.

Andrzej Kisiel

Inteligentny tester kabli, *c.d. ze str. 64*

Niestety, wskutek zastosowania rezystora R13 o dużej wartości, na tranzystorze T2 występuje spadek napięcia i bez diod D2, D5 także przy Rx=0 dźwięk brzęczyka byłby lekko pulsujący. Aby całkowicie wyeliminować to pulsowanie trzeba zastosować diody D2 i D5. W modelu jest to jedna dioda czerwona, druga żółta. Daje to spadek napięcia około 1,6V+2,2V. To całkowicie wystarcza, by zlikwidować jakiekolwiek pulsowanie dźwięku brzęczyka podczas zwarcia punktów A, B. W układzie modelowym jako tranzystor T2 zastosowano BC548 z grupy wzmocnienia prądowego B. W zestawie AVT-2176 dla bezpieczeństwa stosowany będzie tranzystor o jeszcze większym wzmocnieniu, to znaczy z grupy C.

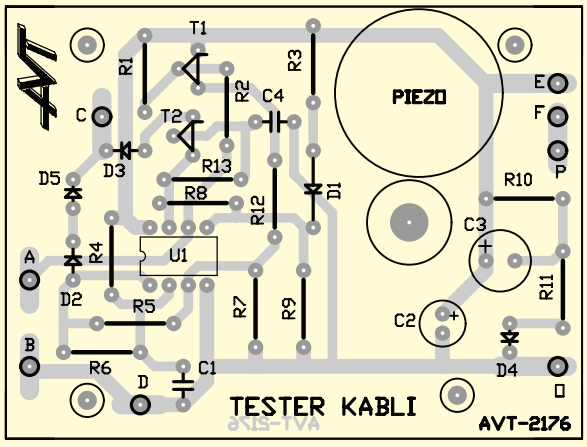
Montaż i uruchomienie

Tester można zmontować na płytce drukowanej pokazanej na **rysunku 3**. Wymiary płytki przystosowane są do umieszczenia w typowej obudowie KM-26.

Układ nie zawiera żadnych elementów, szczególnie wrażliwych na uszkodzenie. Zmontowany ze sprawnych elementów od razu pracuje poprawnie.

Obsługa testera jest następująca: tuż po dołączeniu badanego przewodu (o prawidłowej, małej rezystancji) do punktów A, B słychać dźwięk przerywany, który w ciągu około pół sekundy przechodzi w dźwięk ciągły. Jeśli potem w czasie poruszania przewodem lub wtykiem pojawi się choć na sekundę dźwięk przerywany, znaczy to, że kabel ma skłonności do trzasków i należy starannie sprawdzić wtyki.

Przy badaniu izolacji brzęczyk nie powinien się odzywać. Jeśli tester milczy, znaczy to że upływność jest nie gorsza niż 1,5MΩ. Jeśli słychać dźwięk przerywany, upływność jest znaczna (od kilku omów do 1,5MΩ), natomiast dźwięk ciągły sygnalizuje pełne zwarcie.



Rys. 3. Schemat montażowy

Wykaz elementów

Rezystory
R1,R5,R7,R10,R12: 100kΩ
R2: 1,5kΩ
R3: 150kΩ
R4: 10MΩ
R6,R13: 470kΩ
R8: 3,3MΩ
R9, R11: 390Ω

Kondensatory
C1: 100nF
C2: 100µF/16V
C3: 220µF/16V
C4: 1µF stały (MKF, MKSE)

Półprzewodniki
D1,D3: 1N4148
D2: LED 3mm żółta
D4: LED 3mm zielona
D5: LED 3mm czerwona
T1: BC558B
T2: BC548C
U1: LM358

Pozostałe
Y1: brzęczyk piezo z generatorem np. PCA-06
S1: wyłącznik
obudowa KM-26 (wchodzi w skład kitu AVT-2176)

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2176.

Przełącznik zmierzchowy, *c.d. ze str. 62*

Montaż i uruchomienie

Układ można zmontować na płytce pokazanej na **rysunku 4**. Montaż jest klasyczny, nie powinien sprawić żadnych kłopotów. Układ scalony należy wlutować lub włożyć do podstawki na samym końcu.

Układ zmontowany ze sprawnych elementów nie wymaga uruchamiania, a jedyną wymaganą regulacją jest ustawienie progu zadziałania za pomocą potencjometru.

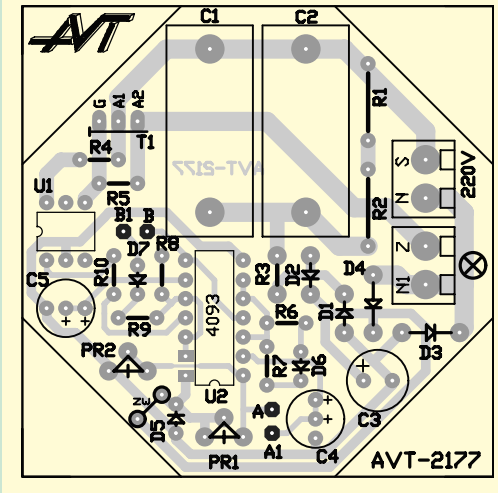
Uwaga! Układ nie ma obwodów oddzielenia galwanicznego i na jego elementach może wystąpić pełne napięcie sieci. Regulację potencjometru należy przeprowadzać po odłączeniu od sieci 220V obu punktów S, N.

W zależności od potrzeb, można zmienić wartości kondensatorów C4 i C5. Należy jednak pamiętać, że przy pierwszym włączeniu, uzyskane czasy zazwyczaj będą krótsze ze względu na prąd upływu tych kondensatorów. Dlatego lepiej jest wcześniej, przed zmontowaniem, zaformować kondensatory C4 i C4 włączając je na kilka godzin pod napięcie 12...15V.

Płytka drukowana ma takie wymiary, że po obcięciu rogów da się bez trudu umieścić w elektrycznej puszce instalacyjnej. Fotoelement można wówczas wystawić na zewnątrz przez jeden z gumowych przepustów na kabel. W każdym przypadku należy zadbać o szczelność. Puszka instalacyjna w zasadzie zapewnia ochronę przed deszczem, ale samą płytkę po zmontowaniu też należy zabezpieczyć lakierem izolacyjnym lub zalewą silikonową. Jest to ważna sprawa, ponieważ układ w wielu przypadkach będzie pracował na otwartym powietrzu i zabezpieczenie przed wilgocią jest absolutnie niezbędne.

Tylko dobre zabezpieczenie przed wilgocią zapewni długą i bezawaryjną pracę urządzenia w różnych warunkach klimatycznych.

Uwaga!
W urządzeniu występują napięcia mogące stanowić śmiertelne zagrożenie dla życia! Osoby niepełnoletnie mogą wykonać i uruchomić opisany układ tylko pod opieką wykwalifikowanych osób dorosłych.



Rys. 4. Schemat montażowy

Piotr Górecki
Zbigniew Orłowski

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako „kit szkolny" AVT-2177.

POCZTA POCZTA POCZTA POCZTA

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty Waszych listów oraz nasze odpowiedzi na pytania i propozycje. Elektronika dla Wszystkich to nasze wspólne pismo i przez tę rubrykę chcemy zapewnić jak najbardziej żywy kontakt redakcji z Czytelnikami. Prosimy o listy z oczekiwaniami w stosunku do nas, z propozycjami tematów do opracowania, ze swoimi problemami i pytaniami. Postaramy się w miarę możliwości spełnić Wasze oczekiwania.

Specjalną częścią „Poczty” jest kącik tropicieli chochlika drukarskiego „Errare humanum est”. Wśród Czytelników, którzy nadeślą przykłady błędów, będą co miesiąc losowane nagrody w postaci kitów z serii AVT-2000.
Piszcie więc do nas, bardzo cenimy wasze listy, choć nie na wszystkie możemy szczegółowo odpowiedzieć.
Jest to nasza wspólna rubryka, dlatego będziemy się do Was zwracać po imieniu, bez względu na wiek.

Pozdrawiamy: Piotra Wilka z Suchedniowa, Krzysztora Łaszewskiego ze Złejwsi Wielkiej, Jarosława Listkowskiego z Gdyni, Tadeusza Piecza z Knurowa, Jacka Kunickiego, Kamila Maja z Radomia, Damiana Banaczka z Miłkowa, Tomasza Kaczorowskiego z Pabianic, Pawła Zegana z Sosnowca, Łukasza Pokorę z Iwanowic, Sławomira Kusia z Zagórnika. Jacka Gajewskiego z Grudziądza i Janusza Ogrodowczyka z Nowej Soli.

Uwagi do rubryki *Errare humanum est* przysłali ostatnio jedynie **Marcin Wiązania** z Gacek i **Jarosław Dziura** z Katowic.
Nagrodę – katalog układów CMOS4000 Motoroli otrzymuje **Marcin Wiązania**.

Jak informowaliśmy, wysyłka mikroprocesorowych zestawów edukacyjnych opóźniła się, ale oto nadeszły pierwsze listy od uczestników naszej Klasy Mikroprocesorowej.
Oto fragmenty listu **Adama Szendzielorza** z Wodzisławia Śl.: *(...) Po odebraniu go na poczcie, czym prędzej wziąłem się do montowania go. W jakieś 3 godziny układ stał na stole gotowy – trzeba było jeszcze tylko sprawdzić, czy działa...*
Po podłączeniu zasilania, na wyświetlaczach... ukazał się napis „HELLO”!!!
*Sam nie mogłem uwierzyć – **po raz pierwszy w mojej „karierze” już po pierwszym uruchomieniu (w sumie dość skomplikowanego układu) działał on poprawnie!!!***
To chyba efekt bardzo starannie wykonanych płytek i sprawność elementów, choć moja staranność też na pewno temu sprzyjała. (...)
Gorące pozdrowienia dla całej Redakcji, wszystkich Czytelników, a szczególnie dla reszty uczniów Klasy Mikroprocesorowej!!!
Podobnymi spostrzeżeniami podzielił się **Tomasz Jabłonowski** z Moniek.
Wszystkich uczestników Klasy Mikroprocesorowej informujemy, że w najbliższym czasie otrzymają także dyskietki z programem. Wszystkie listy od „uczniów” klasy z pytaniami i uwagami są na bieżąco przekazywane Autorowi kursu – Sławomirowi Surowińskiemu.

Nadeszły też pierwsze opinie o nowym dziale poświęconym elektronice użytkowej.
Oto fragment jednego listu:
Michał Ziomek z Krakowa napisał: *Podoba mi się dział „Audio”, prosiłbym jednak o parametry techniczne i nowinki technologiczne. Mam też prośbę, aby pojawiła się chociaż strona o systemach wideoobserwacyjnych. Byłbym bardzo wdzięczny za wszelkie informacje.”*

MOTOROLA

Cenne katalogi układów cyfrowych otrzymują:

Master Selection Guide
Jan Maciążek z Nałęczowa
Układy cyfrowe 74HC(T)
Jarosław Chudoba z Gorzowa Wlkp.
Katalog CMOS 4000
Marcin Wiązania z Gacek

My z kolei będziemy wdzięczni za listy z oczekiwaniami dotyczącymi zawartości Magazynu Elektroniki Użytkowej. Jak Waszym zdaniem miałby on wyglądać w przyszłości? Ile miejsca poświęcić charakterystyce sprzętu audio i wideo dostępnego na naszym rynku, ile opisowi najnowszych technologii?

Nadal nadchodzi wiele listów z prośbami o zaprezentowanie układów wykorzystujących promieniowanie podczerwone. W tym numerze prezentujemy pierwszą część obszernego artykułu zawierającego cenne informacje dla osób, które chciałyby samodzielnie zaprojektować coś z tej dziedziny. W przyszłości planujemy zaprezentowanie taniego układu sterowania kilkoma odbiornikami (bez kostki SAA3049) oraz układu bezprzewodowego dzwonka od furtki do domu.

Ogłaszamy, że w sprawie oprogramowania, płytek i kluczowych podzespołów do układów z działu

„Kącik Amigowca”

należy zwracać się do Autora cyklu, albo bezpośrednio, albo za pośrednictwem Redakcji. Oto adres kontaktowy:

Sławomir Skrzyński
ul. Mławska 16 m. 4
87-500 Rypin
tel. (0-54) 80-28-55

Gotowi też jesteśmy poświęcić odrobinkę miejsca w EdW i przedstawić nazwiska i adresy wszystkich zainteresowanych „elektronicznym” wykorzystaniem komputerów Atari, Commodore i Amiga. Umożliwiłoby to kontakty i bezpośrednią wymianę doświadczeń pomiędzy zainteresowanymi. Zgłoszenie na taką listę powinno zawierać: imię, nazwisko, adres, wiek, typ komputera, stopień zaawansowania.

Daniel Mentel (ul. Krasińskiego 17/35 38-300 Gorlice) zainteresowany jest programatorem EPROMów sterowanym komputerkiem Atari XL/XE. Pomóżcie Danielowi!
Redakcja otrzymuje co jakiś czas listy z pytaniami o możliwości wykorzystania komputerka Atari do pomiarów i sterowania. Moglibyśmy poświęcić temu tematowi trochę miejsca w EdW, ale nie wiemy ile osób byłoby tym zainteresowanych. Prosimy o listy w tej sprawie!

Nadchodzą listy od posiadaczy C-64 i Amigi. Trzeba szczerze przyznać, że nie jest tych listów wiele. Cóż, niewątpliwie jesteśmy świadkami wymierania niektórych grup komputerów. Na przykład w sprawie VBS-a i programatora EPROMów do C-64 odezwało się kilka osób. Podobnie niewiele listów nadeszło w sprawie oscyloskopu do Amigi. To za mało, aby wdrażać takie urządzenia do produkcji w postaci kitów AVT.
Z drugiej strony ci, którzy nadesłali listy, to w większości fascynaci, kochający swoje komputery. Nie mamy sumienia pozostawić ich własnemu losowi. Niestety nie możemy poszerzać rubryki „Kącik Amigowca” (obejmującej także układy dla Commodore i Atari), ale chcemy pomóc wszystkim posiadaczom Atari, Amigi, Commodore, zainteresowanym „elektronicznym” wykorzystaniem swych maszyn.
Układy opisywane w tym kąciku nie są i nie będą sprawdzane w laboratorium AVT i dlatego też nie będą dostępne w postaci kitów AVT. AVT nie będzie także rozprowadzać oprogramowania do takich urządzeń.

Swą pomoc oferuje Autor prowadzący Kącik – Sławomir Skrzyński. Mógłby on dostarczać gotowe urządzenia, zestawy kluczowych elementów, płytki drukowane, a przede wszystkim oprogramowanie do opisywanych przez siebie układów. Oczywiście zamawianie partii płytek ma sens tylko w przypadku odpowiedniej liczby chętnych.